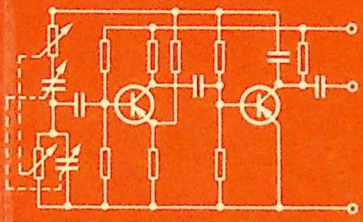
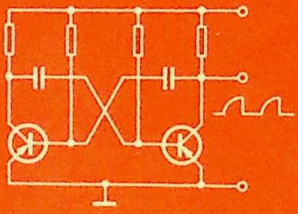
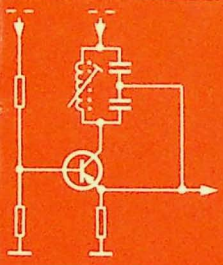
Hans Sutaner

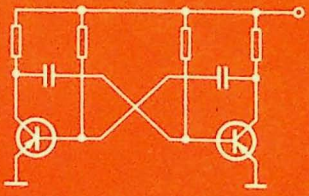
Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren

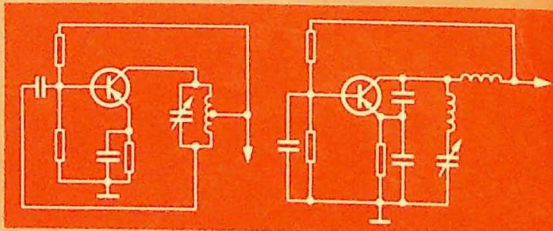
RPB
Radio-Praktiker-Bücherei
128/130











FRANZIS

RPB Radio-Praktiker-Bücherei Titelverzeichnis

Jeder Einfach-Band umfaßt etwa 60—70 Seiten, enthält bis zu 70 Bilder und Tabellen. Mehrfach-Bände entsprechend. Die Nummer vor dem Titel ist die Bestell-Nummer. Preisänderungen und Liefermöglichkeiten vorbehalten.

Preise: Einfach-Band DM 2.90; Doppel-Band DM 5.60; Dreifach-Band DM 7.90.

1 Endröhren und Endstufen-Transistoren und ihre Schaltungen (Sutaner). 3. Aufl.

3/5 UKW-FM-Rundfunk-Praktikum (Mende). 6. Aufl.

6 Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang (Mende). 12. Aufl.

7/8 Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren (Kühne). 13. Aufl.

9/10 Tonbandgeräte-Praxis (Junghans). 10. Aufl.

11/12 Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone (Kühne). 8. Aufl.

13 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker, Teil I (Kühne). 9. Aufl.

14 Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen (Büscher). 4. Aufl.

15 Widerstandskunde für Radio-Praktiker (Hoffmeister). 6. Aufl.

18/19 Radio-Röhren (Mende). 3. Aufl.

20 Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern (Renardy). 12 Aufl.

21/21a Funktechniker lernen Formelrechnen (Kunze). 7. Aufl.

22/23a Lehrgang Radiotechnik Band I (Jacobs). 11. Aufl.

24/25a desgl., Band II (Jacobs). 7. Aufl.

27/27a Rundfunkempfang mit Transistoren und Detektoren (Mende). 12. Aufl.

28/28b Glimmröhren und Kaltkatoden-Relaisröhren (Herrnkind). 5. Auflage.

29/30 Kleines ABC der Elektroakustik (Büscher). 5. Aufl.

31/32 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure I. Teil (Steinhauser). 10. Aufl.

33/35 Dioden-, Röhren und Transistorvoltmeter (Limann). 7. Aufl.

37/38 Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung (Renardy). 5. Aufl.

41/41a Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure Band 1. Geradeausempfänger und Standardsuper (Diefenbach). 11. Aufl.

42/42b desgl., Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Diefenbach).

43 Musikübertragungs-Anlage (Kühne). 5. Aufl.

44 Kurzwellen-Amateurantennen (Diefenbach). 7. Aufl.

45/46 UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure (Steinhauser). 7. Aufl.

50 Praktischer Antennenbau (Mende). 12. Aufl.

52/54d Fernsehempfangstechnik (Koubek). 1. Aufl. DM 18.30.

55/56a Fernsehtechnik von A bis Z (Conrad). 5. Aufl.

57 Tönende Schrift (Kluth). 2. Aufl. DM 1.90.

58 Morselehrgang (Diefenbach). 8. Aufl.

59 Funk-Entstörungs-Praxis (Mende). 4. Aufl.

60 Die Widerstand-Kondensator-Schaltung. Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Schneider). 6. Aufl.

62/62a Englisch für Radio-Praktiker (Stellrecht/Miram). 4. Aufl.

66/67 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure II. Teil (Steinhauser). 5. Aufl.

68/70 Formelsammlung für den Radio-Praktiker (Rose). 10. Aufl.

71 Bastelpraxis Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Diefenbach). 8. Aufl.

72/73 Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen (Schultheiss). 5. Aufl.

74 Einkreis-Empfänger mit Röhren und Transistoren (Sutaner). 6. Aufl.

76 Bastelpraxis Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Diefenbach). 8. Aufl.

77/77a Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt (Nieder). 6. Aufl.

79/79a Bastelpraxis Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Diefenbach). 8. Aufl.

Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren

Von

HANS SUTANER

Mit 141 Bildern

2., verbesserte Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Nr. 128/130 der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Cellu-Band

1971

Franzis-Verlag G. Emil Mayer KG

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Karlstraße 35
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne

Vorwort

Entwicklung und Fortschritte der Radio- und Fernsehtechnik sowie der ihnen verwandten Zweige auf dem großen Gebiet der Elektronik waren nicht nur durch theoretische Überlegungen und Ideen möglich, sondern sie mußten durch praktische Versuche als brauchbar erkannt und durch exakte Messungen erwiesen werden. Schon wenige Jahre nach der Einführung des Rundfunks begann man, geeignete Meßgeräte zu entwickeln. Die aus der Stark- und Schwachstromtechnik her bekannten Meßinstrumente für Gleich- und niederfrequente Wechselspannungen und -ströme wurden den Erfordernissen der Radiotechnik angepaßt und entsprechend weiterentwickelt. Bald ging man zu Meßgeräten über, mit denen sich auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik mehr oder weniger genaue Messungen durchführen ließen. So entstand allmählich ein stattlicher Meßgerätepark. Entwicklungslaboratorien und Fertigungswerke müssen daher heute große Summen Geld für die erforderlichen Meßgeräte investieren. Auch Instandsetzungswerkstätten für Rundfunk, Fernsehen, Elektroakustik u. a. kommen ohne die entsprechenden Meßeinrichtungen nicht aus, wenn in ihnen schnell, rationell und gewissenhaft gearbeitet werden soll. Selbst Amateure – besonders wenn sich ihr Hobby auf Kurzwellen erstreckt – sind meist im Besitz einer Reihe von Meßgeräten.

Wichtige Meßgeräte sind Meßsender und Frequenzmesser. In den letzten Jahren gewinnt auch der Multivibrator für elektronische Geräte immer mehr an Bedeutung. Zusammenfassend wurde über diese drei Gerätegattungen bisher jedoch nur spärlich geschrieben. In dem vorliegenden Band ist daher versucht worden, dem Leser (Praktiker, Amateur, Student, Techniker, Ingenieur und sonstigem Interessenten) einen Überblick über die vielfältigen Ausführungen von Meßsendern, Frequenzmessern und Multivibratoren zu geben. Hierzu wurden auch ausgewählte moderne Schaltungsbeispiele von industriellen Geräten benutzt. Die Schaltungsbeschreibungen erstrecken sich sowohl auf Geräte, die mit Elektronenröhren bestückt sind, als auch auf solche mit Transistoren.

Hans Sutaner

Vorwort zur 2. Auflage

Die Halbleiter verdrängen auch in den Meßgeräten mehr und mehr die Elektronenröhren, weil sie ständig nach höheren Frequenzen zu und in bezug auf größere Leistungsfähigkeit weiterentwickelt werden. In der neuen Auflage wurde dieser Trend berücksichtigt. Lediglich der unter 1.6 beschriebene, als Bausatz erhältliche LC-Generator ist noch mit Röhren bestückt. Alle anderen Beschreibungen beziehen sich auf moderne Meßgeräte mit Transistoren, deren Schaltungen interessant sind und einen guten Überblick über die heutige Schaltungstechnik von Meßsendern, Frequenzmessern und Multivibratoren geben.

Hans Sutaner

Inhalt

1 Meßsender 9
1.1 Aufgaben und grundsätzlicher Aufbau der Meßsender 9
1.2 Der Oszillator des Meßsenders 11
1.2.1 Der durchstimmbare Schwingkreis-Oszillator (LC-Oszillator) 11
1.2.1.1 Allgemeine Überlegungen 11
1.2.1.2 Frequenzkonstanz 12
1.2.1.3 Amplitudenkonstanz und Oberwellenfreiheit 13
1.2.2 Grundschaltungen von LC-Oszillatoren für die Frequenzbereiche zwischen 10 kHz und 100 MHz 13
1.2.2.1 Rückkopplungsschaltungen für ultrakurze Wellen 18
1.2.3 Oszillatorschaltungen im Frequenzbereich oberhalb 300 MHz 19
1.2.4 Oszillatorschaltungen für Frequenzen oberhalb 1000 MHz 22
1.2.5 Feste LC-Oszillatoren 24
1.2.6 LC-Oszillatoren mit Transistoren 26
1.2.7 Der RC-Oszillator 29
1.2.7.1 Der RC-Generator mit einfacher Rückkopplungsschleife (ohne Phasenumkehrröhre) 31
1.2.7.2 Der RC-Generator mit Phasenumkehrröhre und Wien-Brücke 33
1.2.7.2.1 Amplitudenbegrenzung 37
1.2.7.3 Der Oszillator mit entkoppelter RC-Kette 39
1.2.7.4 Der spannungsabstimmbare RC-Generator 40
1.2.7.5 Der RC-Generator mit überbrücktem T-Glied 40
1.2.8 RC-Oszillatoren mit Transistoren 42
1.3 Die Ausgangsspannung und der Ausgangsspannungsteiler des Meßsenders 47
1.4 Die Modulation der Meßsender 50
1.4.1 Frequenzmodulation mit Transistoren 51
1.5 Konstruktionshinweise, Abschirmungen und Verdrosselungen 53
1.6 LC-Generator für den Frequenzbereich von 75 kHz bis 150 MHz 55
1.7 Sinus-Rechteck-Tongenerator für den Frequenzbereich von 30 Hz bis 20 kHz 58
1.7.1 Beschreibung des Tongenerators TG 4 58

1.7.2 Schaltung des RC-Einbereich-Oszillators 60
1.7.3 Schaltung des Verstärkers V 3 63
1.7.4 Netzteil 66
1.8 Nf-Generator mit Wien-Vierpol für den Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz 66
1.8.1 Der Oszillator 67
1.8.2 Die Ausgangsschaltung 69
1.9 UKW-Prüfoszillator 87...100 MHz 70
1.9.1 Beschreibung 70
1.9.2 Schaltung 70
1.9.3 Aufbau 72
1.9.4 Inbetriebnahme 72

2 AM-FM-Abgleichsender 74
2.1 Aufgaben und Anwendung 74
2.2 Aufbau 76
2.2.1 Mechanisch 76
2.2.2 Elektrisch 76
2.2.2.1 Hf-Teil 76
2.2.2.2 Modulator 80
2.2.2.3 Verstärker 82
2.2.2.4 Wobbler 84
2.2.2.5 Spannungsteiler 85
2.2.2.6 Netzteil 86

3 Rundfunk-Prüfsender für AM, FM mit Wobbler 87
3.1 Blockschaltung 87
3.2 AM-Teil 88
3.3 FM-Teil 89
3.3.1 UKW-Sender 92
3.3.2 FM-Zf-Oszillatoren 92
3.3.3 Modulationsstufe 93
3.3.4 Ausgangsstufe und Markenverstärker 93
3.3.5 Netzteil und Austaststufe 94

4 Transistorbestückter Service-Fernsehgenerator 95
4.1 Blockschema 95
4.2 Funktionsbeschreibung der Schaltung 96
4.2.1 Speiseteil 96
4.2.2 Zeilenoszillator 97
4.2.3 Zeilensynchronisiersignal 97
4.2.4 Vertikalbalken-Generator 98
4.2.5 Rastersynchronisiersignal 101

4.2.6 Horizontalbalken-Generator 101
4.2.7 Addierschaltung 102
4.2.8 Tonsignal 104
4.2.9 VHf-Trägerwellenoszillator 105
4.2.10 Modulator und Abschwächer 105

5 Bildmustergenerator 108
5.1 Aufbau und Funktionsbeschreibung der Schaltung ... 111
5.1.1 Hauptschaltbild 111
5.1.2 Netzteil 111
5.1.3 Impulsteil 111
5.1.4 VHF-Teil 118
5.1.5 Trägeroszillatoren für die Kanäle 2 bis 12 und die Bild-Zwischenfrequenz 119
5.1.6 Modulator 120
5.1.7 5,5-MHz-Zf-Generator 120
5.1.8 1000-Hz-Tongenerator 121
5.1.9 UHF-Teil 121
5.1.10 UHF-Oszillator 122
5.1.11 Verstärkerstufe und Mischer 123
5.1.12 Anwendungsmöglichkeit des Bildmustergenerators beim Fernseh-Service 123

6 Eichgeneratoren 124

7 Frequenzmesser 128
7.1 Begriffsbestimmung, Aufgaben und grundsätzlicher Aufbau der Frequenzmesser 128
7.2 Frequenzmesser 20 Hz bis 100 kHz 131
7.2.1 Schaltungsbeschreibung 131
7.2.2 Schaltungsaufbau 133
7.2.3 Eichung 135
7.3 Frequenzmesser FM 1 135
7.4 Resonanzmeter 137

8 Multivibratoren 143
8.1 Begriffsbestimmung, Anwendung 143
8.1.1 Der monostabile Multivibrator 143
8.1.2 Der bistabile Multivibrator 144
8.1.3 Der astabile Multivibrator 144
8.2 Schaltungstechnik der Multivibratoren 144
8.2.1 Schaltungen mit Hochvakuumröhren 144
8.2.1.1 Monostabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren 144

8.2.1.2 Bistabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren 148
8.2.1.3 Astabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren 149
8.2.2 Schaltungen mit Transistoren 152
8.2.2.1 Monostabiler Multivibrator mit Transistoren 152
8.2.2.2 Bistabiler Multivibrator mit Transistoren 157
8.2.2.3 Astabiler Multivibrator mit Transistoren 159

Literaturübersicht 164

Weitere empfehlenswerte Literatur 165

Sachverzeichnis 168

1 Meßsender

1.1 Aufgaben und grundsätzlicher Aufbau der Meßsender

Meßsender gehören seit vielen Jahren zur Standardausrüstung von Instandsetzungswerkstätten der Unterhaltungselektronik. Aber auch in Laboratorien sowie in Betrieben der Entwicklung und Fertigung sind Meßsender seit langer Zeit unentbehrlich.

Die an ein solches Gerät zu stellenden Aufgaben sind immer vielseitiger geworden, nachdem zu den Frequenzbereichen des Hörfunks (Kurz-, Mittel- und Langwellen) auch das UKW-Gebiet (87,5...104 MHz) gehört, der Fernsehfunk seine Sendungen über die Bänder I, III, IV und V ausstrahlt und auch die Ela-Technik immer größere Forderungen an die Wiedergabequalität stellt (HiFi).

Als Meßsender bezeichnen wir auch heute noch eine Spannungsquelle, die nach Frequenzen abstimmbare, ausreichend konstante Wechselspannungen abgibt. Obwohl die Industrie möglichst universell verwendbare Meßsender anstrebt, verlangen wirtschaftliche Gründe jedoch häufig Spezialausführungen.

Ein Meßsender hat im allgemeinen die Aufgabe, eine sinusförmige Spannung bestimmter Frequenz zu erzeugen. Diese Frequenz soll in einem weiten Bereich einstellbar sein und bestimmten Forderungen hinsichtlich Genauigkeit und Konstanz genügen. Zur Schwingungserzeugung werden Schwingkreis-Oszillatoren mit LC-Kreisen bis etwa 300 MHz, für höhere Frequenzen Leitungskreise verwendet. Für tiefe Frequenzen benutzt man zweckmäßig RC-Oszillatoren.

Damit die Schwingungen zu hören sind, müssen sie *moduliert* werden. Für Meßsender der Unterhaltungselektronik wird heute Amplituden- sowie Frequenzmodulation verlangt. Die Modulation soll unverzerrt, nicht übersteuerungsfähig und konstant sein. Weiter wird einwandfreie Abschirmung des elektrischen und magnetischen Feldes nach außen gefordert.

Soll ein Meßsender nicht nur als einfacher Testoszillator dienen, so muß seine Ausgangsspannung in einem weiten Bereich –

also über mehrere Dekaden – gleichmäßig und induktionsfrei regelbar und in Absolutwerten meß- oder ablesbar sein. Hierzu sind richtig bemessene Spannungsteiler im Ausgang nötig.

Erwünscht ist schließlich eine Anzeige darüber, daß Schwingungen abgegeben werden.

Für Empfängerentwicklung, -abgleichung und -prüfung bestimmte Meßsender können sehr kleine definierte Wechselspannungen erzeugen. Solche Geräte müssen hochfrequenzmäßig besonders gut abgeschirmt, also „dicht", sein. Spannungen bis herunter zu einigen Zehntel Mikrovolt herzustellen, ist nicht ohne Problematik. Die maximale Leistung solcher *Empfänger-Meßsender* liegt im allgemeinen unter 10 mW.

Meßsender mit größeren hochfrequenten Ausgangsleistungen zählt man zu den *Leistungsmeßsendern*. Da die kleinsten abgebbaren Spannungen höher liegen, werden an diese Sender nicht so hohe Anforderungen nach „Dichtheit" gestellt. Die größere Leistung eines solchen Senders ist für eine ganze Reihe von Meßaufgaben vorteilhaft, z. B. zur Messung von passiven Vierpolen hoher Dämpfung, zur Messung von Antennen usw. [1].

Für Video-Messungen sind Meßsender mit besonders erweitertem Modulationsfrequenzbereich erforderlich. Die eigentlichen Spezialsender, die Sinusspannungen abgeben, sind *Tieftongeneratoren*, *Wobbelsender* [2], hochkonstante quarzgesteuerte *Normalfrequenzsender*, die wenige diskrete Frequenzen abgeben.

Weiter seien hier noch die *dekadischen Sender* erwähnt, die z. B. nach dem Verfahren der Frequenzsynthese arbeiten. Sie erzeugen im Prinzip ein recht dichtes Spektrum quarzgenauer Frequenzen. Damit die Frequenzbereiche stufenlos überstrichen werden, erfaßt man die Zwischenräume zwischen zwei Spektrallinien durch Mischen mit einer niederfrequenteren variablen Schwingung. Je nach dem gewählten Verhältnis der Spektralfrequenzen zur variablen Frequenz geht der Fehler des durchstimmbaren Oszillators nur noch gering in die abgegebene Spannung ein. Hier verbindet man also die hohe Frequenzgenauigkeit von Quarzoszillatoren mit der kontinuierlichen Durchstimmbarkeit der erheblich ungenaueren verstimmbaren Oszillatoren.

Für manche Messungen ist Durchstimmbarkeit in einem einzigen Bereich – also ohne Umschaltung – erwünscht. Schwebungssummer [3] mit einer Frequenzvariation von 1 : 1000 erfüllen diese Aufgabe. Auch *RC-Generatoren* mit entsprechend erweiterten Frequenzbereichen lassen sich dementsprechend aufbauen.

Zu den Spezialsendern gehören auch *Impulssender* und *Rauschgeneratoren.*

Schließlich erscheint es sinnvoll, die Meßsender auch nach dem Frequenzbereich zu gruppieren, denn es sind die Meßaufgaben, die den Frequenzbereich vorschreiben und hierfür bestimmte Ausführungen erforderlich machen.

1.2 Der Oszillator des Meßsenders

1.2.1 Der durchstimmbare Schwingkreis-Oszillator (LC-Oszillator)

1.2.1.1 Allgemeine Überlegungen

Damit ein Meßsender elektromagnetische Schwingungen abgeben kann, muß er ein System (den Oszillator) enthalten, das durch leistungsabgebende Bauelemente (Röhren, Transistoren) zu Schwingungen angefacht wird. Alle weiter unten erläuterten Schwingkreisschaltungen entnehmen grundsätzlich dem Schwingsystem einen kleinen Teil der ihm innewohnenden Energie, verstärken diese und führen sie phasenrichtig dem System wieder zu. Die entstehende Schwingung entspricht der Resonanzfrequenz des Schwingkreises. Diese Resonanzfrequenz f_0 wird bei LC-Oszillatoren bekanntlich bestimmt durch den Wert der Kapazität C und der Induktivität L. Sie errechnet sich nach der Thomsonschen Schwingkreisformel zu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \tag{1}$$

Man kann die Resonanzfrequenz nicht beliebig verringern, weil den Größen L und C technologische Grenzen gesetzt sind. Daher liegt die untere Frequenz serienmäßig hergestellter LC-Oszillatoren etwa bei 500 bis 2000 Hz. Um eine Schwingung von 500 Hz zu erzeugen, sind beispielsweise eine Induktivität L =

20 H und eine Kapazität $C = 5$ nF erforderlich. Besondere Schaltungen für kleinere Kapazitäten, um mit handelsüblichen Drehkondensatoren abstimmen zu können, sind kompliziert und wenig konstant. Außerdem werden die Eigenschaften solcher Schwingkreise immer schlechter, weil die Spulengüten der nach tiefen Frequenzen zu erforderlichen größeren Induktivitäten immer geringer ausfallen.

Nach oben ist die Frequenz von LC-Generatoren dadurch begrenzt, daß sich Induktivität und Kapazität des Systems nicht unter einen bestimmten Wert verringern lassen. Um z. B. eine Frequenz von 350 MHz zu erzeugen, sind eine Kapazität von nur 10 pF und eine Induktivität von 0,02 µH erforderlich. Dieser Wert von L entspricht etwa einem Draht von 2 cm Länge! Die Röhren- und Schaltkapazitäten sowie auch die Zuleitungsinduktivitäten des Systems liegen jedoch in der gleichen Größenordnung. Es gelingt daher nur durch besondere Gestaltung der Schwingkreise (Schmetterlingskreise, Bandleitungen, Leitungskreise, Topfkreise), Schwingungen derart hoher Resonanzfrequenz definiert zu erzeugen.

LC-Oszillatoren sollen meist stetig durchstimmbar sein. Kapazität oder Induktivität oder auch beide Energiespeicher gleichzeitig werden variabel gestaltet. Drehkondensatoren lassen eine Kapazitätsvariation von etwa 1 : 10 zu. Bis zu Frequenzen von etwa 30 MHz überstreicht man im allgemeinen einen Frequenzbereich von $1 : \sqrt{10} \approx 1 : 3$. Wenn Induktivität und Kapazität veränderbar ausgeführt werden, kann man den Frequenzbereich natürlich erweitern.

1.2.1.2 Frequenzkonstanz

Für die Frequenzkonstanz sind die Eigenschaften der frequenzbestimmenden Teile ausschlaggebend. Man verwendet daher alterungsbeständige Bauelemente mit geringerem Temperatur- und Amplitudenkoeffizienten. Da der Temperaturkoeffizient eines Kreises kaum kleiner als 10^{-5} °C gehalten werden kann, muß man bei hochwertigen Meßsendern die Temperatur möglichst konstant halten. Die Röhrenelektroden zählen zu den nichtkonstanten Blindwiderständen eines Schwingkreises. Man koppelt sie daher nur lose an. Die Röhrenkapazitäten hängen von den Raumladungsverhältnissen zwischen den Elektroden ab.

Man ist daher gezwungen, den Emissionsstrom bzw. die Betriebsspannungen und die Betriebsbedingungen der Schwingröhre konstant zu halten. Günstig für gute Frequenzkonstanz ist eine hohe Phasensteilheit. Da sie bei LC-Generatoren von der Schwingkreisgüte Q abhängt, strebt man hohe Kreisgüten an. Durch Brückenschaltungen läßt sich die Phasensteilheit sehr hoch treiben.

Bei höheren Frequenzen wird die sonst reelle Röhrensteilheit durch die Elektronenlaufzeiten komplex, wodurch sich Frequenzänderungen ergeben. Abhilfe wurde durch konstruktive Maßnahmen im Aufbau der Röhre erzielt, indem man kleine Gitterkatodenräume schuf. Bei einstufigen Sendern beeinflussen Verstärkungsschwankungen und Rückwirkungen von Ausgangsspannungsteilern die Frequenzkonstanz.

1.2.1.3 Amplitudenkonstanz und Oberwellenfreiheit

Neben den Alterungserscheinungen der Röhren stört bei LC-Oszillatoren besonders die Änderung des Resonanzwiderstandes mit der Abstimmung. Um die Amplitude konstant zu halten, werden vorteilhaft Regelschaltungen oder bedämpfende amplitudenabhängige Heiß- oder Richtleiter verwendet.

1.2.2 *Grundschaltungen von LC-Oszillatoren für die Frequenzbereiche zwischen 10 kHz und 100 MHz*

Wegen der vielen unter 1.1 aufgeführten, sich oft widersprechenden Forderungen sind für die Frequenzbereiche zwischen 10 kHz und 100 MHz zahlreiche verschiedene Schwingkreisschaltungen entwickelt worden. Jede dieser Grundschaltungen hat bestimmte Vorzüge und Nachteile.

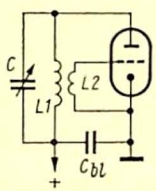


Bild 1 Oszillator mit abgestimmtem Anodenkreis (Meißnerschaltung)

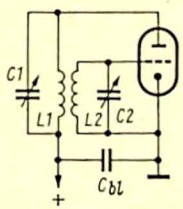


Bild 2 Oszillator mit gekoppelten Kreisen

Die wohl bekannteste Rückkopplungsschaltung, die *Meißnerschaltung*, gibt **Bild 1** wieder. Hier wird der Anodenkreis L 1, C abgestimmt. Die Rückkopplungswicklung L 2 ist im wesentlichen unbelastet, so daß der Übertrager L 1, L 2 gar nicht ideal zu sein braucht. Muß man bei höheren Frequenzen die Eingangskapazität der Röhre berücksichtigen, so verwendet man eine *Schaltung mit gekoppelten Kreisen* nach **Bild 2**, beide Kreise sind also auf die Resonanzfrequenz abgestimmt. Es läßt sich aber auch die Hauptkapazität auf die Gitterseite legen. Alşdann entsteht ein *Oszillator mit abgestimmtem Gitterkreis* nach **Bild 3**.

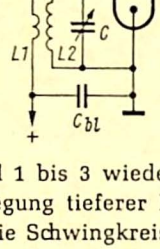


Bild 3
Oszillator mit abgestimmtem Gitterkreis

Die in Bild 1 bis 3 wiedergegebenen Grundschaltungen werden zur Erregung tieferer Frequenzen – etwa unter 1 MHz – bevorzugt. Die Schwingkreisspule enthält hier meist noch einen Hf-Eisenkern.

Bei höheren Frequenzen – etwa über 10 MHz – wendet man Übertrager mit zwei Wicklungen kaum an. Selbst wenn sie mit Luftspulen ausgeführt werden, ist die große Streuung solcher

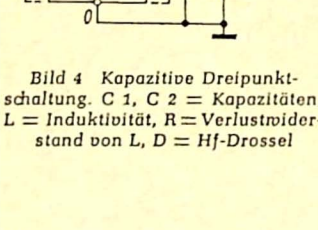


Bild 4 Kapazitive Dreipunktschaltung. C 1, C 2 = Kapazitäten, L = Induktivität, R = Verlustwiderstand von L, D = Hf-Drossel

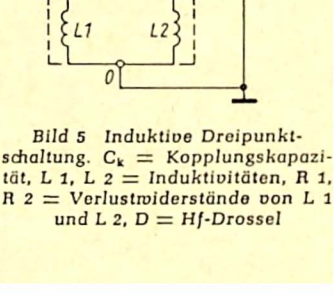


Bild 5 Induktive Dreipunktschaltung. C_k = Kopplungskapazität, L 1, L 2 = Induktivitäten, R 1, R 2 = Verlustwiderstände von L 1 und L 2, D = Hf-Drossel

Übertrager zu berücksichtigen, weil auch der kapazitive Eingangsleitwert der Schwingröhre bei hohen Frequenzen klein wird und den Übertrager belastet [4].

Die **Bilder 4** und **5** zeigen die *kapazitive und induktive Dreipunktschaltung*. Man kann sie als einen über die Röhre rückgekoppelten Vierpol betrachten, der ein Glied einer (unsymmetrischen) Spulenleitung bzw. Kondensatorleitung ist. Die sich erregende Frequenz ω_0 ist die Leerlaufresonanz dieser Glieder, bei der die Phase um 180° gedreht und der Kennleitwert K_0 der Vierpole negativ reell wird.

Es ergibt sich für die kapazitive Dreipunktschaltung (Spulenleitung, Bild 4) die Erregerfrequenz [1])

$$\omega_0 = \sqrt{(1/C_1 + 1/C_2)\,1/L} \tag{2}$$

und ein Kennleitwert für ω_0

$$K_0 = -\frac{C_1 + C_2}{L}\,R \tag{3}$$

Damit sich Schwingungen entfachen können, muß $K_0 \leqq S_0$ sein.

Die Schaltung nach Bild 4 hat den Vorteil, daß die Kapazitäten C 2 und C 1 gleichzeitig die Röhrenein- und -ausgangskapazitäten mit enthalten können, so daß das einfache Schaltbild bis zu hohen Frequenzen erhalten bleibt.

Für die induktive Dreipunktschaltung (Kondensatorleitung, Bild 5) wird bei kleiner Dämpfung der Spulen angenähert die Erregerfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{K\,(L_1 + L_2)}} \tag{4}$$

und der Kennleitwert für ω_0:

$$K_0 = -K\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right)(R_1 + R_2). \tag{5}$$

Bei hohen Frequenzen sind die den Spulen parallelliegenden Röhrenkapazitäten zu berücksichtigen.

In den Bildern 4 und 5 wird die Anodenspannung über eine Drossel D zugeführt. Diese Drossel muß natürlich so bemessen sein, daß sie ein Abfließen der Hf-Schwingungen über die Anodenspannungsquelle verhindert.

---

[1]) In Formeln schreiben wir tiefstehende Indices, als z. B. C_1, C_2, L_1, L_2 usw.

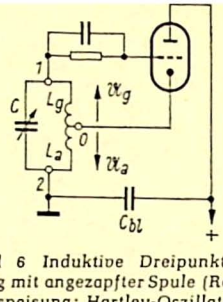


Bild 6 Induktive Dreipunktschaltung mit angezapfter Spule (Reihenspeisung; Hartley-Oszillator)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_g)\,C}} \; ; \; K = L_a/L_g$$

K = Rückkopplungsfaktor

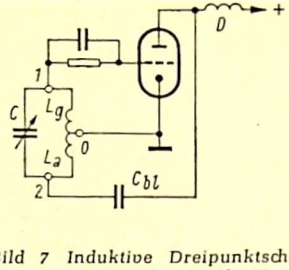


Bild 7 Induktive Dreipunktschaltung mit angezapfter Spule (Parallelspeisung), ω_0 und K wie in Bild 6

Die induktive Dreipunktschaltung wird häufig so abgewandelt, daß man die beiden Spulen L 1 und L 2 (in Bild 5) zu einer Spule zusammenfaßt und die Katode der Röhre an einen geeigneten Zapfpunkt der Spule legt (**Bild 6**). Es entsteht dann der *Hartley-Oszillator*. Bei der in Bild 6 gezeichneten Reihenspeisung kann die Katode allerdings nicht geerdet werden, die Heizleitungen sind daher zu verdrosseln. Soll die Katode geerdet werden, so ist die Parallelspeisung nach **Bild 7** anzuwenden.

Der *Colpitts-Oszillator* (**Bild 8**) ist eine abgewandelte kapazitive Dreipunktschaltung des Bildes 4. Hier bewirken die in Reihe liegenden Kondensatoren C_g und C_a eine kapazitive Rückkopplung. Die Oszillatorabstimmung kann durch Verändern der Spule L erzielt werden, die dann als Variometer auszubilden ist. Da die Katode am Verbindungspunkt der Kondensatoren angeschlossen wird, kann über den Oszillatorkreis kein Gleichstrom fließen. Die Anodenspannung muß daher über eine Drossel zugeführt werden (Parallelspeisung).

Die *Huth-Kühn-Schaltung* (**Bild 9**) erfordert sowohl im Anodenkreis als auch im Gitterkreis je einen abgestimmten Schwingkreis, die beide nicht miteinander gekoppelt sind. Die zur Schwingungserzeugung notwendige Rückkopplung des Anodenkreises auf den Gitterkreis geschieht hier über die Gitter-Anoden-Kapazität $c_g/_a$ (kapazitive Rückkopplung). Zur Selbsterregung über

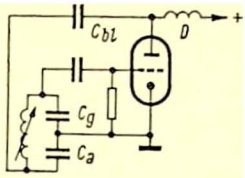


Bild 8 Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Oszillator)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_a + C_g}{L\, C_a C_g}}\ ;\ K = C_a/C_g$$

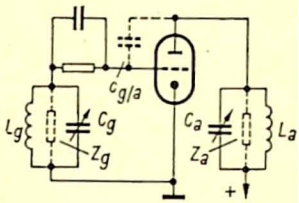


Bild 9 Huth-Kühn-Oszillator

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_g C_g}}\ ;$$

$$K = \frac{Z_g}{\sqrt{Z_g^2 + \left(\frac{1}{\omega\, c_{g/a}}\right)^2}}$$

die Gitter-Anoden-Kapazität muß der Anodenkreis induktiv sein. Die Resonanzfrequenz des Anodenschwingkreises muß also eine höhere sein als die des Gitterkreises, damit sich die Gitterkreisfrequenz erregt. Die Selbsterregungsbedingung ist durch folgende Gleichung gegeben:

$$S\, \omega\, c_{g/a}\, Z_g\, Z_a \geqq 2 \qquad (6)$$

S = Steilheit der Röhre; ω = Kreisfrequenz; $c_{g/a}$ = Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre; Z_g = komplexer Widerstand des Gitterkreises; Z_a = komplexer Widerstand des Anodenkreises.

Reicht die Gitter-Anoden-Kapazität für eine Selbsterregung nicht aus, so kann sie durch Parallelschalten einer festen Kapazität auf den benötigten Wert vergrößert werden.

Der Huth-Kühn-Oszillator arbeitet wegen der erhöhten Selektivität durch die beiden Schwingkreise verhältnismäßig oberwellenfrei.

Um die Oszillatorleistung möglichst rückwirkungsfrei auszukoppeln, wird oft die *ECO-Schaltung* nach **Bild 10** verwendet. Das System Katode – Steuergitter – Schirmgitter einer Mehrgitterröhre in beliebiger Rückkopplungsschaltung – meist in Hartley-Schaltung – benutzt man hier zur Schwingungserzeugung, und man erdet das Schirmgitter kapazitiv. Die Hf-Schwingungen

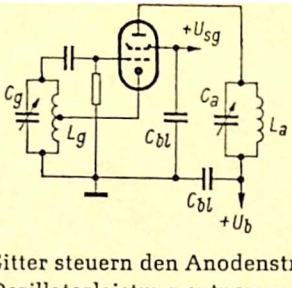


Bild 10 Elektronengekoppelter Oszillator (ECO-Schaltung)

am Gitter steuern den Anodenstrom, und dem Anodenkreis kann die Oszillatorleistung entnommen werden. Die Auskopplung geschieht hier über den gemeinsamen Elektronenstrom.

Da das Schirmgitter (bei Pentoden auch das Bremsgitter) hochfrequenzmäßig geerdet ist und den Oszillatorteil gegen den Verbraucher kapazitiv gut abschirmt, wird die Rückwirkung von Belastungsschwankungen auf die Oszillatorfrequenz vermindert.

1.2.2.1 Rückkopplungsschaltungen für ultrakurze Wellen

Sollen in einer der aufgeführten Rückkopplungsschaltungen höhere Frequenzen – etwa oberhalb von 30 MHz – erzeugt werden, so ergeben sich verschiedene Schwierigkeiten. Zum Beispiel können die Schwingkreiselemente wegen der Röhrenkapazitäten und der Zuleitungsinduktivitäten nicht beliebig verringert werden. Dies erschwert naturgemäß die äußere Oszillatorabstimmung. Man verwendet hier Spezialröhren mit kleinen Elektrodenabmessungen und versucht, allein mit den Röhrenkapazitäten auszukommen. Als Kreisinduktivitäten dienen oft nur noch sehr kurze Drahtbügel. Leider wird durch die mit der Frequenz zunehmenden ohmschen Verluste (Stromverdrängung) der Resonanzwiderstand immer kleiner.

Zwischen 30 und 300 MHz werden auch die Bauelemente L und C des Schwingkreises schon recht klein. Um Schleifkontakte an den Drehkondensatoren zu vermeiden, muß man die wirksame Kapazität zwischen zwei Statorpaketen abgreifen, zwischen denen sich der Rotor dreht. Hierdurch wird der Kapazitätsbereich verringert und der Variationsbereich der Frequenz geht auf etwa 1 : 2 zurück.

Bild 11 zeigt die Schaltung eines UKW-Colpitts-Oszillators. Die Rückkopplung kommt über die Gitter-Katoden-Kapazität

$c_g/_k$ zustande. Der Rückkopplungsfaktor ist gleich dem Verhältnis

$$K = \frac{c_a/_k}{c_g/_k} \tag{7}$$

L und $c_a/_g$ bestimmen die sich erregende Frequenz. Die Gittervorspannung wird wie üblich durch eine RC-Gitterkombination automatisch erzeugt, die Anodenspannung wird über eine UKW-

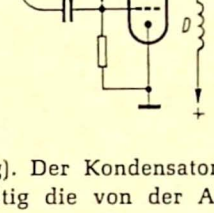


Bild 11 UKW-Colpitts-Oszillator

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L c_g/_a}}\,;\; K = \frac{c_a/_k}{c_g/_k}$$

Drossel D zugeführt (Parallelspeisung). Der Kondensator der Gitterkombination verriegelt gleichzeitig die von der Anode kommende Gleichspannung gegen das Gitter.

1.2.3 *Oszillatorschaltungen im Frequenzbereich oberhalb 300 MHz*

Oberhalb 300 MHz spielt in zunehmendem Maße die Trägheit der Elektronen im Raum zwischen Katode und Gitter eine Rolle. Deshalb hat man die Abstände zwischen diesen beiden Elektroden auf nur wenige Hundertstel Millimeter verringert. Bis etwa 1000 MHz kann man noch mit Trioden mit normalen Stiftsockeln auskommen. Bei solchen Röhren sind oft die im Schwingkreis liegenden Elektroden doppelt, ja sogar dreifach herausgeführt, um die Zuleitungsinduktivitäten zu vermindern. Oberhalb 300 MHz wird die Darstellung des Schwingkreises aus seinen Einzelelementen immer ungenauer, weil sich Kapazität und Induktivität nicht mehr trennen lassen.

Anstelle der vielen Oszillatorschaltungen, die in den niedrigen Frequenzgebieten üblich sind, bevorzugt man zwischen 300 und 1000 MHz hauptsächlich den Colpitts-Oszillator und verlegt den Schwingkreis zwischen Gitter und Anode (**Bild 12 a**). Die Katode führt Hf-Spannung. Der mechanische Aufwand ist verhältnismäßig gering, weil nur ein einziger abstimmbarer Kreis benötigt wird. Die Ersatzschaltung (**Bild 12 b**) läßt erkennen, daß

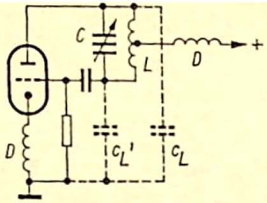


Bild 12 a Colpitts-Oszillator für Frequenzgebiete zwischen 300 und 1000 MHz

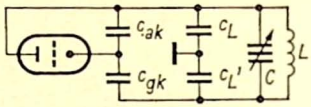


Bild 12 b Ersatzschaltung zu Bild 12 a

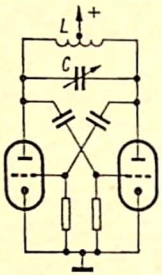


Bild 13 Gegentakt-Oszillator mit kapazitiver Spannungsteilung

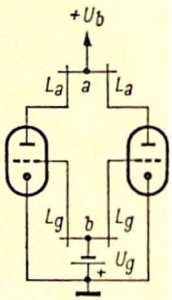


Bild 14 Hartley-Gegentakt-Oszillator für sehr kurze Wellen

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_g)\, c_g/_a}}\,;$$

$$K = \frac{L_g}{L_a}$$

in den äußeren Schwingkreis auch die Röhren- und Spulenkapazitäten mit eingehen.

Mit Drehkondensator und Spulenrevolver ist die Colpitts-Schaltung bis etwa 700 MHz brauchbar. Da jedoch die Maximalkapazität des Drehkondensators nicht viel größer als die Röhrenkapazität sein darf, so ergibt sich nur eine geringe Frequenzvariation von etwa 1 : 1,3. Erst wenn man spezielle Resonatoren verwendet, bei denen Induktivität und Kapazität gleichzeitig geändert werden, lassen sich Schwingungen bis hinauf zu 1000 MHz betriebssicher erzeugen.

Hier sei zunächst noch eine *Gegentaktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung* (**Bild 13**) angeführt. Sie ist beliebt, wenn der Oszillator in einem großen Frequenzbereich bequem verstellbar sein soll.

Die in **Bild 14** dargestellte Schaltung ist im Prinzip ein *Hartley-Gegentakt-Oszillator*, weil die beiden Speisepunkte a und b auf

gleichem Hf-Potential liegen. Hier werden zur Abstimmung Leitungskreise (L_a und L_g) benutzt, die durch Gleitbügel auf $\lambda/4$ eingestellt werden. Die Röhrenkapazitäten gehen natürlich auch in die Abstimmung ein.

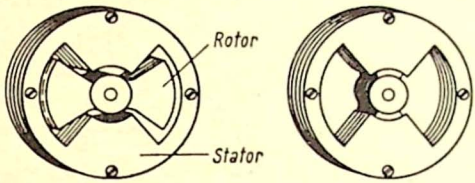


Bild 15 Der Schmetterlingskreis

Ein spezieller Resonator ist der sogenannte *Schmetterlingskreis*. Er besteht aus einem symmetrischen Drehkondensator, dessen Stator einen speziellen schmetterlingsartigen Plattenausschnitt aufweist (**Bild 15**). Die schmalen Stege wirken als Induktivität und die breiten Segmente als Kapazität. Ist der Rotor in diese Segmente ganz eingedreht, so besitzen die beiden Verbindungsbügel ihre größte Induktivität und die Segmentflächen ihre größte Kapazität. Ist dagegen der Rotor herausgedreht, so wird die Induktivität kapazitiv überbrückt, was ihrer Verringerung gleichkommt. Die Kapazität der Segmente wird ebenfalls verkleinert.

Weiter soll darauf hingewiesen werden, daß beim Schmetterlingskreis die Kreisgüte mit steigender Frequenz und abnehmender Kapazität ab- und nicht zunimmt, wie sonst üblich. Dies hat seine Ursache darin, daß die Verringerung der Induktivität durch Wirbelströme im Rotor und nicht durch Verkürzung des Leiters entsteht. Man kann wohl die Rotorplatten für einen günstigen Frequenzgang entsprechend schneiden, doch geht das auf Kosten der Frequenzvariation, die dadurch geringer wird.

Mit dem Schmetterlingskreis läßt sich ein verhältnismäßig großer Frequenzbereich von etwa 1 : 2,5 bis 1 : 5 erfassen. Die Kreisgüte liegt zwischen 300 und 600.

Die Blechpakete des Schmetterlingskreises sind jedoch erschütterungsempfindlich, was zu einer starken „Mikrofonie" des

Oszillators führt. Man ist daher von der Anwendung des Schmetterlingskreises wieder etwas abgekommen. Heute werden zylinderartige Anordnungen benutzt, die ähnliche Wirkungen wie der Schmetterlingskreis haben.

1.2.4 Oszillatorschaltungen für Frequenzen oberhalb 1000 MHz

In diesem hohen Frequenzgebiet können noch Schwingungen mit gittergesteuerten Röhren in Rückkopplungsschaltungen angefacht und sicher erzeugt werden. Die hochfrequenten Schwingungskreise bestehen nunmehr aus koaxialen Leitungskreisen. Man muß die ankoppelnden Systeme bis dicht an das Röhrensystem heranführen, damit noch der erste Spannungsknoten in die Abstimmung eingeht. Wird auf Spannungsknoten höherer Ordnung abgestimmt, so werden Wirkungsgrad und Bandbreite verschlechtert, weil Kreisverluste und wirksame Kapazität größer werden.

Man verwendet nunmehr sogenannte Scheibentrioden (**Bild 16**), deren Elektroden nicht mehr als Stifte an einen Sockel geführt sind, sondern ringförmig nach außen geführt und von da aus mit den Außenkreisen galvanisch verbunden werden. Die Scheiben oder Zylinder sind aus Kupfer (z. B. bei der EC 55) oder bestehen aus Eisen-Nikkel-Legierungen (z. B. bei der 2 C 40). Diese werden wegen

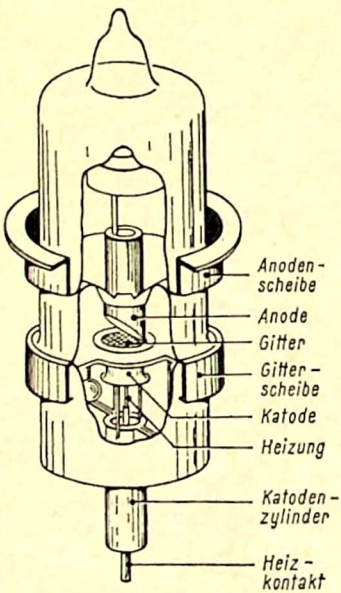


Bild 16
Aufbau einer Scheibentriode

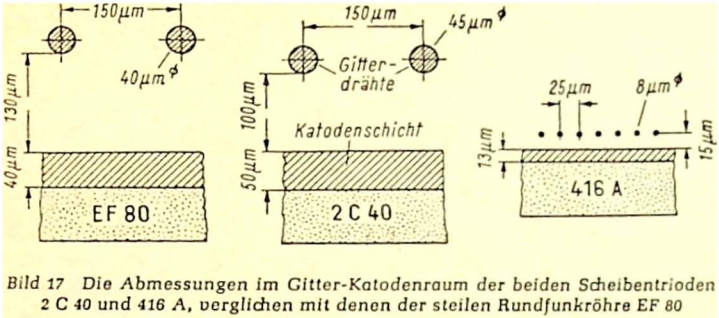


Bild 17 Die Abmessungen im Gitter-Katodenraum der beiden Scheibentrioden 2 C 40 und 416 A, verglichen mit denen der steilen Rundfunkröhre EF 80

ihrer schlechten Hf-Leitfähigkeit jedoch versilbert. Den Röhrenkolben oder den Vakuumabschluß zwischen den verschiedenen Elektrodenzuführungen macht man bei Röhren für Hf-Leistungen unterhalb 100 Watt gewöhnlich aus Glas. Erst bei Röhren für große Leistung (> 500 Watt) bestehen sie meist aus Keramik.

Die Forderung nach kleinen Laufzeiten zwischen den Elektroden bedingt kleine Abstände zwischen ihnen, vor allem zwischen Katode und Gitter, weil die Elektronen in diesem Raum kleine Geschwindigkeiten haben. **Bild 17** zeigt die Abmessungen im Gitter-Katoden-Raum bei einer steilen Rundfunkröhre (EF 80) im Vergleich mit den Scheibentrioden 2 C 40 (verwendbar bis 3000 MHz) und 416 A (verwendbar bis 4000 MHz). Mit abnehmendem Gitter-Katoden-Abstand müssen auch Drahtdicke und Gittersteigung kleiner werden, um von der Katodenoberfläche eine möglichst gleichmäßige Emission zu erhalten. Betrachtet man die Abmessungen im Gitter-Katoden-Raum der Röhre 416 A, so wird man einsehen, daß ein derartiger Aufbau technologisch recht schwierig ist, zumal das Gitter wegen der großen Nähe der Katode stark erhitzt wird und sich trotzdem nicht verbiegen darf.

Ein Problem bildet bei den Scheibentrioden auch die Rückheizung. In dem Gebiet des Laufzeiteinflusses gelangen nicht mehr alle von der Katode ausgehenden Elektronen während einer positiven Schwingungsphase zur Anode. Zu spät gestartete Elektronen kehren unterwegs um und prallen auf die Katode zurück, wodurch diese zusätzlich erhitzt wird. Damit durch

diese Rückheizung die Katode nicht zu heiß wird und durch abdampfendes Barium ihre Emissionsfähigkeit verliert, muß die Spannung am Heizfaden (die Heizleistung) mit zunehmender Frequenz verringert werden. Beim Einschalten der Röhre wird die Katode zunächst 1...3 Minuten mit normaler Heizleistung betrieben und danach die Heizspannung entsprechend den Angaben im Datenblatt reduziert (bis zu 20 %).

Eine solche Schwingungsschaltung kann auch nur in Gitterbasisschaltung arbeiten. Um die richtige Rückkopplungsphase bei dieser Art der Schwinganfachung herzustellen, sind zwei abgestimmte Kreise erforderlich. **Bild 18** zeigt zwei Oszillatorschaltungen mit Scheibentrioden im Schnitt.

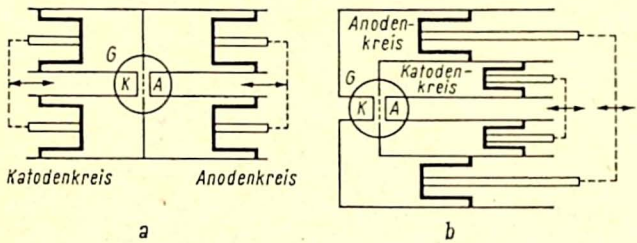


Bild 18 Schnitt durch zwei Oszillatorschaltungen mit Scheibentrioden

Noch höhere Frequenzen lassen sich nur noch mit Laufzeitröhren anfachen, die ihrerseits mit koaxialen Leitungskreisen oder Hohlraumresonatoren gekoppelt sind. Bewährte Laufzeitröhren sind heute Klystrons, Reflexklystrons, Lauffeldröhren und Magnetfeldröhren. Selbsterregte Laufzeitröhren sind für AM-Modulation nicht geeignet. FM-Modulation ist dagegen oft leicht möglich.

1.2.5 Feste LC-Oszillatoren

Die bisher beschriebenen abstimmbaren LC-Oszillatoren erreichen keine bessere Langzeitkonstanz als ungefähr 10^{-2} bis 10^{-3}. Bedeutend günstigere Ergebnisse erzielt man aber mit festen Schwingkreisen, die also Schwingungen nur einer Frequenz (u. U. mit entsprechenden Oberwellen) erzeugen. Sind diese

Schwingkreise sehr sorgfältig aufgebaut, so ist eine Frequenzkonstanz über lange Zeiten von besser als 10^{-4}, über kurze Zeiten von besser als 10^{-6} möglich. Der Temperaturkoeffizient solcher Kreise liegt bei etwa 10^{-5} °C. Die Temperatur ist also entsprechend gleichmäßig zu halten. Mechanisch-elektrische Schwingsysteme ergeben höhere Genauigkeiten. Mechanische Schwinger weisen eine sehr geringe Dämpfung ihrer Eigenresonanz auf. Höchste Genauigkeit erreicht man durch elektrische Erregung der sehr wenig gedämpften mechanischen Schwingungen von Quarzen. **Bild 19** zeigt eine einfache, häufig verwendete Schaltung des Quarzes zur Frequenzstabilisierung. Diese sogenannte *Pierce-Schaltung* entspricht etwa jener mit kapazitiv gekoppelten Schwingkreisen (Bild 9), wobei die Gitter-Anoden-Kapazität zur Schwingungsanfachung ausreicht. Der Kristall schwingt dabei nicht genau in seiner Eigenfrequenz f_0, weil ein Reihenkreis in dieser Schaltung nicht erregt werden kann, sondern etwas oberhalb $\triangle f + f_0$, wo er selbst induktiv ist und zusammen mit den äußeren Kapazitäten einen Parallelschwingkreis bildet.

Die Güte des Kristalls liegt etwa um zwei Größenordnungen über der von elektrischen Schwingkreisen. Dadurch beeinflußt die Abstimmung des Anodenkreises die Frequenz nur sehr wenig, besonders, wenn man die Abstimmkapazität möglichst klein wählt und den Kreis durch einen Widerstand dämpft. Die Güte des Kristalls kann allerdings durch Verluste der Parallelkapazität (Röhrenfassung) merklich verschlechtert werden.

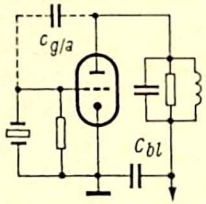


Bild 19
Einfache kristallgesteuerte Oszillatorschaltung

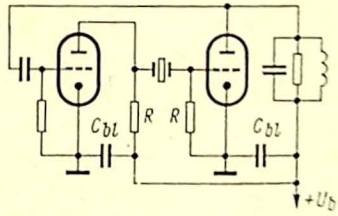


Bild 20 Kristallgesteuerter Sender hoher Konstanz (Heegner-Schaltung)

Eine Schaltung für höhere Ansprüche (sogenannte *Heegner-Schaltung*) gibt **Bild 20** wieder. Hier wirkt der Quarz als Reihenresonanzkreis, und er wird exakt in seiner Eigenfrequenz angeregt. Damit die volle Resonanzschärfe erhalten bleibt, müssen die Widerstände R sehr klein, kleiner als der Kristallwiderstand gewählt werden (z. B. $R \ll 9\,\Omega$). Dann spielen auch die parallel liegenden Röhrenkapazitäten keine Rolle mehr. Der Anodenabstimmkreis soll eine möglichst kleine Kapazität enthalten und so stark gedämpft werden, wie es die notwendige Rückkopplung gestattet.

Die Frequenzkonstanz solcher Quarzgeneratoren erreicht – sofern man keinen besonderen Aufwand treibt — etwa 10^{-6}. Durch geschickten Quarzschliff und elektrischen Aufbau sind Langzeitkonstanzen zu erzielen, die zwischen 10^{-8} und 10^{-10} liegen.

1.2.6 LC-Oszillatoren mit Transistoren

Es liegt nahe, die in der Röhren-Schaltungstechnik üblichen Oszillatorschaltungen auch mit Transistoren auszuführen, nachdem es gelang, für solche Schaltungen – auch für höhere Frequenzen – geeignete Transistoren zu entwickeln. Obgleich viele Unterschiede bestehen, läßt sich eine Reihe von Röhren-Oszillalatorschaltungen in analoge Transistor-Oszillator-Schaltungen „umwandeln".

Transistoren und Röhren unterscheiden sich vor allem in bezug auf das Frequenzverhalten. Bei höheren Frequenzen treten im Transistor erhebliche innere Phasendrehungen auf, die sich durch „äußere" Schaltungsmaßnahmen nur teilweise kompensieren lassen. Hierdurch wird die höchste Frequenz bestimmt, die ein Transistor einwandfrei erzeugen kann. Einen ersten Anhaltspunkt hierfür bilden die von den Röhrenherstellern angegebenen Grenzfrequenzen. Man unterscheidet zwischen $f\alpha$, $f\beta$ und f_T, die α-Grenzfrequenz ist diejenige Betriebsfrequenz, bei welcher der Stromverstärkungsfaktor α auf das 0,7fache seines Wertes bei 1 kHz abgesunken ist. Mit β-Frequenz wird die Betriebs-Grenzfrequenz angegeben, bei welcher der Betrag des Stromverstärkungsfaktors β in Emitterschaltung auf das 0,7fache seines Wertes bei 1 kHz abgesunken ist. Mit $f\beta_1$- bzw. f_T-Frequenz bezeichnet man dagegen die Transitfrequenz, β_1-Grenz-

frequenz, d. h. diejenige Betriebsfrequenz, bei welcher der Betrag des Stromverstärkungsfaktors β in Emitterschaltung gleich 1 geworden ist.

Mit Hilfe echter Hf-Transistoren (z. B. des AF 139) können Frequenzen bis 860 MHz erzeugt werden.

Um stabile Hf-Generatoren zu erhalten, ist die Abhängigkeit der Transistordaten von Spannungen und Strömen sowie von der Temperatur zu beachten. Die Schaltungen müssen sehr sorgfältig überlegt und dimensioniert werden, wenn man gleiche Eigenschaften wie mit Röhren erreichen will.

Gegenüber der Röhre hat der Transistor den Vorteil, daß seine statischen Kennlinien in einem großen Arbeitsbereich linear sind. Hierdurch wird es möglich, einen besseren Wirkungsgrad als bei Röhren-Oszillatoren zu erreichen.

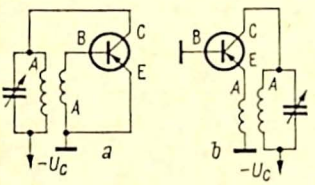


Bild 21 Meißner-Oszillator mit Transistor. a) Emitterschaltung, b) Basisschaltung

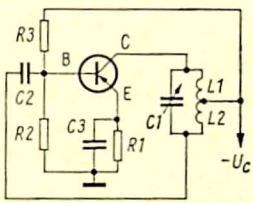


Bild 22 Hartley-Oszillator mit Transistor

In **Bild 21** ist die *Meißner-Schaltung* mit Transistor wiedergegeben. Die Rückkopplung wird induktiv erzielt. Die Spulenanfänge sind in dieser und den folgenden Schaltungen mit A bezeichnet. Der Schwingkreis liegt sowohl in der Emitterschaltung als auch in der Basisschaltung im Kollektorkreis. Der Ausgangswiderstand eines Flächentransistors ist relativ groß, so daß der hohe Resonanzwiderstand des Parallelschwingkreises sich hier günstig auswirkt. Durch entsprechende Wahl des Windungszahlenverhältnisses zwischen den beiden Spulen läßt sich eine Anpassung an den Kollektorkreis leicht erzielen. Die Schaltung Bild 21 **b** erfordert eine etwas höhere Windungszahl für die Rückkopplungsspule, weil die Emitterimpedanz in der Basisschaltung verhältnismäßig niedrig ist.

Bild 22 zeigt einen *Hartley-Oszillator* mit Transistor in Emitterschaltung. Der vom Kollektorkreis kommende Rückkopplungsstrom gelangt hier über C 2 zur Basis des Transistors. Der Anzapfpunkt der Spule L 1, L 2 bestimmt analog wie bei der Röhren-Dreipunktschaltung das Rückkopplungsverhältnis. Der Basisspannungsteiler (R 2 + R 3) legt zusammen mit dem Emitterwiderstand (R 1) den Arbeitspunkt fest.

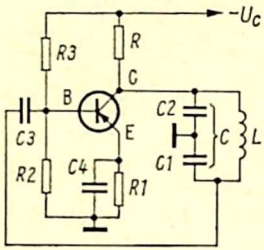


Bild 23 Colpitts-Oszillator mit Transistor

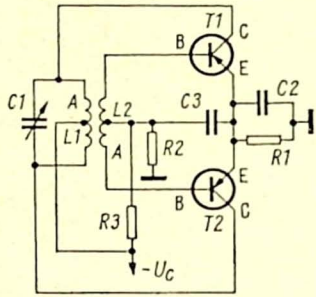


Bild 24 Gegentakt-Dreipunkt-Oszillator mit Transistoren

In **Bild 23** ist eine *Colpitts-Schaltung* mit kapazitiver Spannungsteilung dargestellt, die mit einem Transistor bestückt ist. Der Schwingkreis besteht aus der Spule L und den beiden in Serie liegenden Kondensatoren C 1 und C 2. Ein Teil des Schwingkreisstromes wird über den Kondensator C 3 auf die Basis zurückgeführt. Die Wiederstände R 1, R 2, R 3 und R stellen den Arbeitspunkt ein.

Um eine größere Ausgangsleistung zu erreichen, kann die induktive Dreipunktschaltung auch in einer *Gegentaktanordnung* nach **Bild 24** mit zwei Transistoren verwendet werden, wobei die Transistoren im B- oder C-Betrieb arbeiten können.

Stattet man den Colpitts-Oszillator mit einem Serienschwingkreis aus, so entsteht die *Clapp-Schaltung* (**Bild 25**). Hier besteht der frequenzbestimmende Schwingkreis im wesentlichen aus der Reihenschaltung von L und C. Selbst wenn sich die Transistoreigenschaften durch Temperatur- oder Speisespannungsschwankungen ändern, arbeitet dieser Oszillator mit hoher Frequenzkonstanz, weil die Kapazitäten C 1 und C 2 (ebenso wie

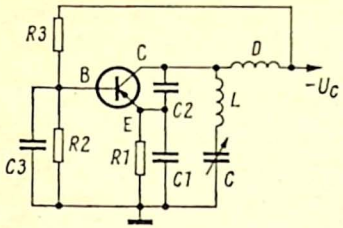


Bild 25 Clapp-Oszillator mit Transistor und Reihen-Schwingkreis

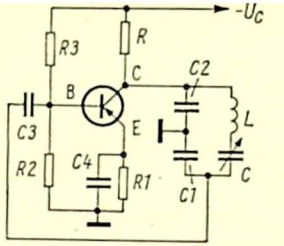


Bild 26 Clapp-Oszillator mit Transistor in Basisschaltung

bei der analogen Röhrenschaltung) sehr groß im Verhältnis zu C sind. Sie liegen außerdem den Transistorstrecken parallel, so daß eine Änderung der Transistorkapazitäten ohne merklichen Einfluß bleibt. Wie aus **Bild 26** zu ersehen ist, läßt sich die Clapp-Schaltung auch so aufbauen, daß der Transistor in Basisschaltung arbeitet.

Wie bereits eingangs dieses Abschnittes erwähnt, arbeiten Oszillatoren mit Transistoren nur dann einwandfrei, wenn die Grenzfrequenz des Transistors nicht überschritten wird. Selbst unterhalb der Grenzfrequenz können im Transistor Phasendrehungen auftreten, die sich allerdings in gewissem Umfang durch entgegengesetzte phasendrehende Glieder im äußeren Rückkopplungszweig kompensieren lassen. Bei erheblicher Überschreitung der Grenzfrequenz wird auch mehr Leistung verbraucht, so daß der Wirkungsgrad der Oszillatorschaltung geringer wird.

1.2.7 Der RC-Oszillator

RC-Oszillatoren verwenden als frequenzbestimmendes Element ein RC-Netzwerk im Rückkopplungszweig. Bei geeigneter Schaltungswahl und Dimensionierung schwingen sie bei phasenreiner Verstärkung auf der Frequenz

$$f = \frac{\alpha_0}{2\pi RC} \qquad (8)$$

wobei α_0 je nach der benutzten Schaltung verschiedene Werte besitzt.

Im tiefen Frequenzbereich – etwa unterhalb 10 kHz – sind RC-Oszillatoren den LC-Oszillatoren überlegen. Koppelt man einen

Verstärker über eine Kette von RC-Gliedern zurück, so entsteht auch ein schwingfähiges System. Die Kapazitäten des RC-Netzwerkes sind fast ideal herstellbar und erlauben eine bequeme Frequenzvariation mit Drehkondensatoren und Regelwiderständen. RC-Generatoren verhalten sich aber genauso wie LC-Sender mit großen Verlusten. Die Güte von RC-Gliedern ist gering und liegt bei einer dreigliedrigen RC-Kette (**Bild 27**) bei

$$Q = \frac{\sqrt{3}}{4} = 0{,}433 \tag{9}$$

Weiter ist bei der dreigliedrigen Kette

$$\alpha_0 = \sqrt{6} \tag{10}$$

Hierin bedeutet α_0 einen von der Schaltung abhängigen Wert.

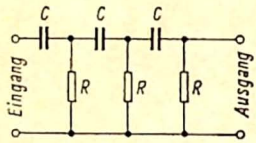


Bild 27 Dreigliedrige RC-Kette (Kondensatoren im Längszweig)

Werden nicht besondere schaltungsmäßige Kunstgriffe angewendet, so ist die Frequenzkonstanz eines RC-Oszillators schlecht und der Klirrgrad groß. RC-Generatoren sind jedoch besonders zur Anfachung tiefer und tiefster Frequenzen geeignet. Die theoretisch obere Grenzfrequenz einer RC-Kette beträgt

$$f_0 = \frac{0{,}022\ S}{C} \tag{11}$$

S = Röhrensteilheit, C = Röhrenkapazität.

Für eine zuverlässige Schwingungserzeugung bleibt man natürlich unter dieser Grenze. Über 1...10 MHz geht man selten hinaus.

Ein bemerkenswerter Vorteil gegenüber dem LC-Oszillator ist, daß sich der RC-Generator über einen größeren Frequenzbereich ohne jede Umschaltung durchstimmen läßt. Der Variationsbereich ist proportional jeder der beiden frequenzbestimmenden Bauelemente R und C.

1.2.7.1 Der RC-Generator mit einfacher Rückkopplungsschleife (ohne Phasenumkehrröhre)

Dieser Generator wird auch als Phasenschieber-Generator (**Bild 28**) bezeichnet. Das Netzwerk der R- und C-Glieder muß hier die zur Schwingungsanfachung notwendige Phasendrehung

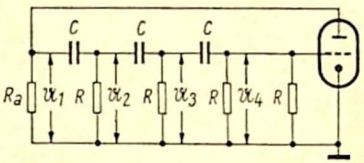


Bild 28 Grundschaltung eines Phasenschiebergenerators

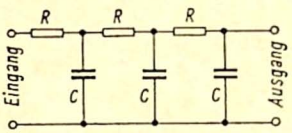


Bild 29 Phasendrehendes dreigliedriges Netzwerk

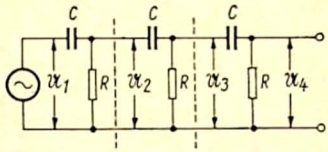


Bild 30 Phasendrehendes dreigliedriges Netzwerk (Kondensatoren im Längszweig)

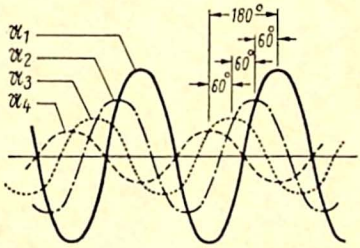


Bild 31 Spannungsverlauf nach Betrag und Phase für eine dreigliedrige RC-Kette nach Bild 30

um 180° bewirken. Die in Reihe geschalteten Glieder können nach **Bild 29** oder nach **Bild 30** geschaltet sein. Für das in Bild 28 dargestellte Netzwerk ist der Spannungsverlauf nach Betrag und Phase in **Bild 31** wiedergegeben. Man erkennt, daß bei einander gleichen Gliedern die Phasenverschiebung je Glied = 60° sein muß. Größere Phasenverschiebungen je Glied sind möglich, ergeben aber einen zu großen Spannungsverlust. Deshalb sind

mindestens drei Glieder erforderlich. Dann ist die für eine Schwingungserzeugung notwendige Phasenbedingung (rückgeführte Spannung phasengleich der Erregerspannung) gut erfüllbar. Da jedes Glied einer Kette das vorhergehende belastet, sind die Phasendrehungen selbst bei gleichen Gliedern für die einzelnen Glieder nicht genau gleich.

Sind alle RC-Glieder untereinander gleich, dann gilt für die Schaltung nach Bild 28: [5]:

$$\frac{U_4}{U_3} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \qquad R_1 = \frac{R \cdot \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R + R + \frac{1}{j\omega C}} \tag{12}$$

$$\frac{U_3}{U_2} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \qquad R_2 = \frac{R \cdot \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R + R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \tag{13}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \tag{14}$$

Hieraus berechnet sich

$$\frac{U_4}{U_1} = -\frac{1}{29} \tag{15}$$

Die dreigliedrige RC-Kette setzt demnach die angefachte Schwingung auf $\frac{1}{29}$ herab, die Verstärkung der Röhre muß also = 29 sein. Die gleiche Verstärkung hat die Röhre auch bei der RC-Kette nach Bild 29 zu liefern.

Die Frequenzvariation für die dreigliedrige Kette ist

nach Bild 28	nach Bild 29		
$\omega = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC}$	$\omega = \frac{\sqrt{6}}{RC}$	R in Ω	(16)
$f = \frac{1}{15{,}5 \cdot RC}$	$f = \frac{1}{2{,}55 \cdot RC}$	C in F f in Hz	(17)

Bei mehrgliedrigen Ketten ist die Frequenzstabilität größer
s bei einer dreigliedrigen Kette.

RC-Generatoren mit phasendrehendem Netzwerk sind einfach
ufzubauen, wenn man sie für eine feste Frequenz berechnet
nd verwendet. Bei Frequenzvariation ist dieser Oszillator je-
och kompliziert aufzubauen und erfordert entweder einen Drei-
ang-Drehkondensator oder ein Dreigang-Potentiometer.

2.7.2 Der RC-Generator mit Phasenumkehrröhre und Wien-Brücke

Solche Brückengeneratoren werden heute in vielen Varianten
ufgebaut. **Bild 32** zeigt zunächst die Grundschaltung eines RC-

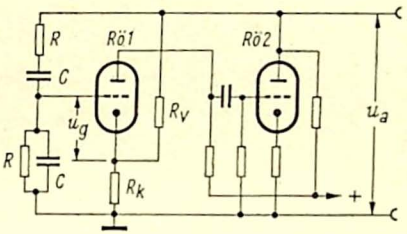


Bild 32 Grundschaltung eines RC-Generators mit Wien-Brücke und Phasenumkehrröhre

enerators mit Phasenumkehrröhre. Eine am Gitter der Röhre
ö 1 vorhandene Spannung u_g wird in den beiden Röhren Rö 1
ıd Rö 2 nicht nur verstärkt, sondern auch jedesmal um 180° in
r Phase gedreht. Die Ausgangsspannung u_a ist demnach gleich-
ıasig mit u_g. Diese Ausgangsspannung wird einer Brücken-
ıaltung zugeführt, deren linker Zweig durch die sogenannte
ien-Brücke gebildet wird. Sie besteht aus zwei Gliedern. Das
eire Glied bilden ein Widerstand und ein Kondensator, die in
riie geschaltet sind. Das untere Glied besteht aus einer Paral-
schaltung von Widerstand und Kondensator. Der rechte Brük-
nzweig setzt sich aus den Widerständen R_V und R_k zusammen.
ı Nullzweig der Brücke liegt die Strecke Gitter-Katode von
ö 1. (**Bild 33**).

Die Wien-Brücke besitzt eine phasendrehende Eigenschaft. Es
mmt jedoch jeweils nur eine Frequenz auf das Gitter der er-
en Röhre, wenn erzeugende und rückgeführte Spannung gleiche
ıasenlage haben. Da beide Röhren die Phase um je 180° drehen,

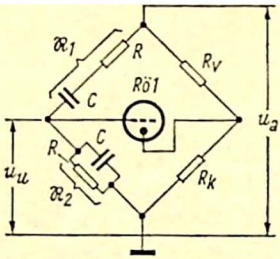


Bild 33 Brückenschaltung des RC-Generators nach Bild 32

entsteht ein Phasendreh um 360°, u_u ist mit u_a gleichphasig und die Rückkopplungsbedingung ist erfüllt. Die Frequenz, die dieser Forderung genügt, berechnet sich wie folgt:

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{18}$$

$$R_1 = R + \frac{1}{j\,\omega\,C} \tag{19}$$

$$R_2 = \frac{R \cdot \dfrac{1}{j\,\omega\,C}}{R + \dfrac{1}{j\,\omega\,C}} \tag{20}$$

Hieraus ergibt sich

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{\dfrac{R/j\,\omega\,C}{R + 1/j\,\omega\,C}}{R + 1/j\,\omega\,C + \dfrac{R/j\,\omega\,C}{R + 1/j\,\omega\,C}} = \frac{1}{1 + \dfrac{(R + 1/j\,\omega\,C)^2}{R/j\,\omega\,C}}$$

$$= \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \dfrac{1}{\omega RC}\right)} \tag{21}$$

Sind die beiden Spannungen u_u und u_a in gleicher Phase, so wird auch der Imaginärteil der vorstehenden Gleichung Null. Es ist also $\omega RC - \dfrac{1}{\omega RC} = 0$. Hieraus berechnet sich

$$\omega = \frac{1}{RC} \text{ und } f_0 = \frac{1}{2\,\pi RC} \tag{22} \tag{23}$$

Es können also nur Schwingungen der Frequenz entstehen, die sich aus der Gleichung 23 bestimmt. Die Gleichung 21 zeigt aber auch, daß sich für die Resonanzfrequenz verhält

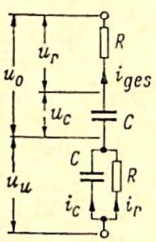
$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3}; \qquad u_u = \frac{1}{3} u_a \qquad (24)\ (25)$$

Weiter ist

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{2}{1} \qquad (26)$$

Zur Aufrechterhaltung der Schwingungen wird gefordert, daß erzeugende und rückgeführte Spannung die gleiche Amplitude haben. Die Gesamtverstärkung vom Gitter der Röhre 1 bis zur Anode der Röhre 2 bzw. bis zum Eingang der Brückenschaltung muß demnach 3 sein.

Bild 34
Vektordiagramm der Wien-Brücke



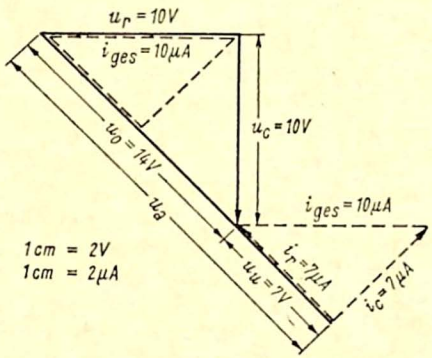


Bild 35 Beispiel für die Bemessung der Wien-Brücke nach Bild 34

Gegeben $R = 1\ M\Omega$; $\frac{1}{\omega C} = 1\ M\Omega$; $C = 31{,}8\ pF$

$f = 5000\ Hz$

In **Bild 34** ist das Vektordiagramm für die in **Bild 35** angegebenen Werte für R und C wiedergegeben. Der durch die Wien-Brücke fließende Strom i_{ges} wurde mit 10 μA angenommen. Dann ist $u_r = 10$ V (in Phase mit i_{ges}), während $u_c = 10$ V um 90° nacheilt. Es ergibt sich $u_0 = 14$ V (45° nacheilend gegen i_{ges}). Nun

muß der durch die Parallelschaltung von R und C fließende Gesamtstrom in seine beiden Komponenten i_c und i_r so zerlegt werden, daß i_c und i_r senkrecht aufeinander stehen und i_c dem Strom i_r um 90° voreilt. Aus Bild 34 ergibt sich $i_r = 7\ \mu A$ (dem Strom i_{ges} um 45° nacheilend), $i_c = 7\ \mu A$ (i_{ges} um 45° voreilend). Weiter ist $u_u = i_r \cdot R = 7$ V und gleichphasig mit i_r, eilt also ebenfalls i_{ges} um 45° nach. Die Spannungen u_u, u_0 und u_a sind in gleicher Phase und verhalten sich wie 7 : 14 : 21 = 1 : 2 : 3.

Es ist nun von Interesse, zu untersuchen, welcher Phasenverlauf und welcher Amplitudenverlauf sich einstellt, wenn auf die Wien-Brücke eine andere als die Eigenfrequenz gelangt. Die sich aus den R- und C-Werten ergebende Eigenschwingung (Kreisfrequenz) ist nach Gleichung 22: $\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$, eine hiervon abweichende Kreisfrequenz bezeichnen wir mit ω, dann ist

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{27}$$

Die Verstimmung wird wie üblich bezeichnet mit $x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ setzen wir x in Gleichung 27 ein, so ergibt sich

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{3 + jx} \tag{28}$$

Der Absolutwert dieser Gleichung beträgt:

$$\frac{u_u}{u_a} = \frac{1}{\sqrt{9 + x^2}} \tag{29}$$

Der Phasenwinkel für $\frac{u_u}{u_a}$ nach Gleichung 29 ist

$$\tan \varphi = -\frac{x}{3} \tag{30}$$

Amplitudengang und Phasenwinkel der Wien-Brücke in Abhängigkeit von der Verstimmung x zeigt **Bild 36.**

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die Wien-Brücke die Rückkopplungsspannung für die sich erregende Resonanzfrequenz im Verhältnis 3 : 1 teilt. Die Gesamtverstärkung der zwei Röhren muß gleich 3 sein.

Die Frequenz ändert sich mit $\frac{1}{C}$ oder $\frac{1}{R}$. Eine Kapazitätsänderung von 1 : 5 ergibt also eine Frequenzänderung von 5 : 1.

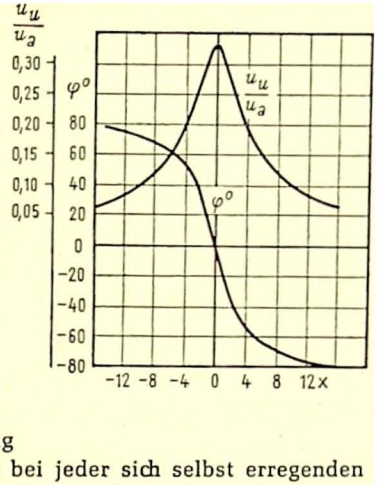


Bild 36 Amplitudengang und Phasenwinkel der Wien-Brücke in Abhängigkeit von der Verstimmung x

1.2.7.2.1 Amplitudenbegrenzung

Im Anfachungszustand muß bei jeder sich selbst erregenden Schwingschaltung die auf das Gitter zurückgeführte Spannung größer als die erregende Spannung sein, damit die Amplituden stetig zunehmen. Sobald der eingeschwungene Zustand erreicht ist, die Schwingungsamplituden also ihren vollen Wert haben, muß ihr weiteres Anwachsen verhindert werden. Dies wird erreicht, indem man die Verstärkung so weit herabsetzt, daß die ans Gitter rückgeführte Spannung gleich der erzeugenden ist. In den Schaltungen der LC-Oszillatoren benutzt man hierzu die im Gitterkreis liegende RC-Kombination. Bei diesen schmalbandigen Hf-Oszillatoren werden die entstehenden Oberwellen durch den Außenwiderstand praktisch kurzgeschlossen. Bei den aperiodischen, breitbandigen Verstärkern (wie beim RC-Generator) müssen jedoch andere Verfahren angewendet werden, weil hier die entstehenden Oberwellen in gleicher Weise wie die Grundwellen verstärkt werden.

Amplitudenbegrenzung durch Heiß- oder Kaltleiter

Die in Bild 32 über die Wien-Brücke ans Gitter zurückgeführte Spannung erzeugt eine positive Rückkopplung (Mitkopplung). Die über den Spannungsteiler $R_v + R_k$ an die Katode gelangende Spannung verursacht dagegen eine negative Rückkopplung (Gegenkopplung). Zur Amplitudenstabilisierung sind nun beide

Spannungsteiler so zu bemessen, daß nur eine geringe Mitkopplung übrigbleibt, die genügt, um die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Weiter fügt man in den aus R_v und R_k bestehenden Gegenkopplungszweig einen nichtlinearen Widerstand ein, der die Größe der Gitterwechselspannung von der gesamten an der Brücke liegenden Spannung abhängig macht. Dies kann durch einen Heißleiter (für R_v) oder durch einen Kaltleiter (für R_k) geschehen.

Heißleiter (auch als Urdox- oder NTC-Widerstände [1]) bezeichnet) haben die Eigenschaft, daß ihr Widerstand im Gegensatz zu Metallen mit steigender Temperatur oder Belastung stark abnimmt. Sie besitzen also einen negativen Temperaturkoeffizienten. Schaltet man anstelle von R_v einen geeigneten Heißleiter ein, so verursacht eine Erhöhung von u_a ein Ansteigen des Brükkenstromes. Dies bedingt eine Widerstandsabnahme des Heißleiters, also eine zusätzliche Erhöhung des durch Heißleiter + R_k fließenden Stromes und damit auch eine zusätzliche Gegenkopplung an R_k.

Kaltleiter sind dagegen Widerstände mit einem positiven Temperaturkoeffizienten, deren Widerstand also mit steigendem Strom durch Temperatursteigerung zunimmt. Hierfür sind Glühlampen mit kleinem Stromverbrauch (Temperaturkoeffizient $\alpha \sim 5\ 10^{-3}$) geeignet. Auch hier bedingt ein Ansteigen von u_a ein Ansteigen des Stromes durch R_v + Kaltleiter. Hier nimmt aber durch Erwärmung der Widerstand des Kaltleiters zu, der anstelle von R_k einzuschalten ist, und die Gegenkopplung wird erhöht, so daß die resultierende Spannung im Brücken-Nullzweig (zwischen Katode und Gitter) kleiner wird. Man wählt etwa $R_v \sim 2\ R_k$. **Bild 37** zeigt die Prinzipschaltung eines mit Kaltleiterwiderstand stabilisierten Wien-Brücken-Generators für 0,1 Hz bis 300 kHz. Hier werden in der Wien-Brücke ein Doppelpotentiometer und ein Zweifachdrehkondensator verwendet.

Amplitudenbegrenzung durch eine Regelspannung

Die Prinzipschaltung dieser Anordnung zeigt **Bild 38.** Parallel zum Katodenwiderstand R_k liegt der Innenwiderstand der Tri-

[1]) Negative Temperatur Coefficient

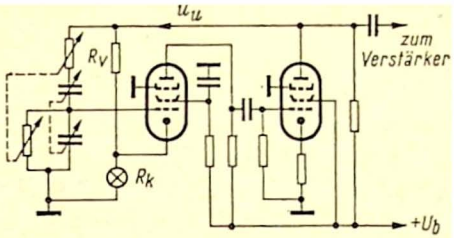


Bild 37 Durch einen Kaltleiter stabilisierter Wien-Brücken-Generator (Frequenzbereich 0,1 Hz bis 300 kHz)

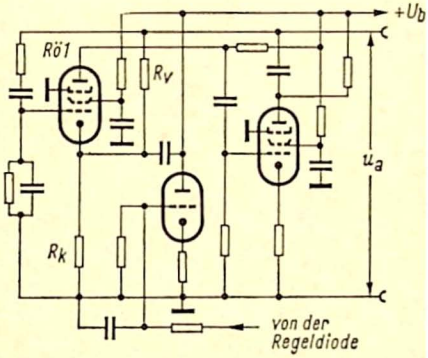


Bild 38 RC-Generator mit Amplitudenbegrenzung. Die Regelung geschieht hier durch den R_k parallel liegenden Innenwiderstand der Triode

ode. Das Steuergitter dieser Röhre erhält eine regelbare negative Vorspannung, die man durch Gleichrichten der Ausgangsspannung gewinnt. Steigt die Ausgangsspannung, so vergrößern sich die Regelspannung und der Innenwiderstand der Hilfsröhre. Hierdurch wird auch der Widerstandswert der im Katodenkreis von Rö 1 liegenden Widerstandskombination höher und demgemäß auch die Gegenkopplung.

1.2.7.3 Der Oszillator mit entkoppelter RC-Kette

Man kann auch die RC-Kette entkoppeln, indem man zwischen jedes Glied eine Röhre schaltet. **Bild 39** zeigt die Prinzipschaltung eines solchen Oszillators mit entkoppelter RC-Kette, dessen Frequenzbereich bis etwa 10 MHz reicht. Die Widerstände R 1 bestimmen den obersten Frequenzbereich, die Widerstände R 1 + R 2 gelten für den unteren Frequenzbereich. Die Regelspannung wird mit der Diode Rö 5 durch verzögerte Gleichrichtung der in Rö 4 verstärkten Schwingamplitude erzeugt. Trotz der

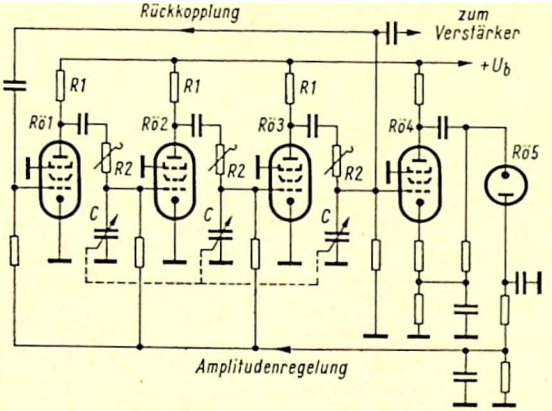


Bild 39 Oszillator mit entkoppelter RC-Kette (Frequenzbereich 10 kHz bis 10 MHz)

relativ geringen Phasensteilheit ist die Frequenzkonstanz verhältnismäßig gut. Durch die Regelung bleiben die Steilheiten der Röhren Rö 1 bis Rö 3 im Mittel konstant. Heizspannungsschwankungen bewirken demnach nur geringe Änderungen der Nullfrequenz durch Änderungen der Raumladungskapazitäten, wenn die Schirmgitterspannung stabilisiert ist. Die hierzu nötigen Vorwiderstände und Überbrückungskondensatoren sind in Bild 39 nicht mitgezeichnet.

1.2.7.4 Der spannungsabstimmbare RC-Generator

Die Prinzipschaltung ist in **Bild 40** wiedergegeben. Die Röhre Rö 1 arbeitet als Verstärker. Die Röhren Rö 2 bis Rö 5 bilden zusammen mit den Kondensatoren C die RC-Kette, deren Längswiderstände durch die Ausgangswiderstände der Katodenverstärker bestimmt werden und sich aus $1/S \parallel R_k$ berechnen lassen. S ist die Röhrensteilheit, die hier zur Abstimmung oder Frequenzmodulation durch die Spannung U_g gesteuert werden kann.

1.2.7.5 Der RC-Generator mit überbrücktem T-Glied

Gegenüber der klassischen Schaltungsart mit Wien-Brücke hat die Schwingungserzeugung mit überbrücktem T-Glied einige

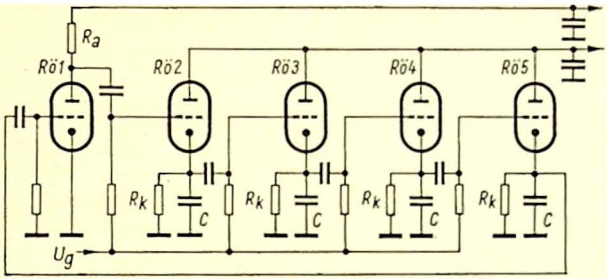


Bild 40 Spannungsabstimmbarer RC-Generator

Vorzüge. Die Grundschaltung eines überbrückten T-Gliedes zeigt **Bild 41.** Bei der Abstimmfrequenz weist ein solches T-Glied eine hohe Dämpfung auf und nimmt, weil die Phasenverschiebung zu Null wird, einen reellen Charakter an. Die beiden Kapazitäten C sollen gleich sein, der Längswiderstand R 1 ist jedoch größer als der Querwiderstand R 2 zu wählen.

In **Bild 42** ist der Schaltungsauszug eines RC-Generators mit überbrücktem T-Glied wiedergegeben. Als Schwingungserzeuger arbeitet die Pentode Rö 1, die mit der als Katodenverstärker geschalteten Doppeltriode Rö 2 galvanisch gekoppelt ist. Diese

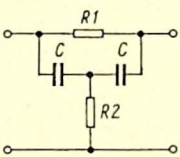


Bild 41 Überbrücktes T-Glied

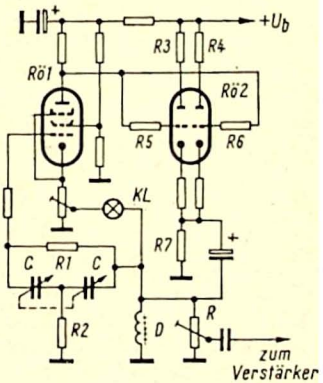


Bild 42 Schaltung eines RC-Generators mit überbrücktem T-Glied

Röhre dient gleichzeitig als Impedanzwandler. Ihre beiden Triodensysteme sind über die Ausgleichswiderstände R 3, R 4 parallel geschaltet, um die doppelte Steilheit zu erzielen. Da über die Widerstände R 5, R 6 die Anodenspannung der Röhre Rö 1 unmittelbar an den Gittern der Röhre Rö 2 liegt, muß der Katodenwiderstand R 7 ausreichend hoch gewählt werden, damit man zwischen Gitter und Katode die richtige negative Gittervorspannung erhält. Da keine Kopplungskondensatoren zwischen der Anode von Rö 1 und den Gittern von Rö 2 vorhanden sind, wird eine sehr niedrige untere Grenzfrequenz erreicht.

Das überbrückte T-Glied (R 1, R 2, 2 x C) liegt im Gegenkopplungs-, das Glühlämpchen KL im Rückkopplungsweg. Es hat hier die Funktion eines Kaltleiters und soll die Effektivwerte frequenzunabhängig stabilisieren.

Zur stufenlosen Abstimmung der Generatorfrequenz dienen die beiden Kondensatoren C, die aus zwei Dreifachdrehkondensatoren (3 x 530 pF variable Kapazität) bestehen, deren Antriebsachsen durch ein Zahngetriebe miteinander gekoppelt sind. Die Widerstände R 1, R 2 und R werden über (in Bild 42 nicht mitgezeichnete) Stufenschalter für die einzelnen Frequenzbereiche umgeschaltet. Die Drossel D verhindert ein längeres lästiges Pendeln bzw. Einschwingen der Arbeitspunkte und damit der Nutzspannung.

1.2.8 RC-Oszillatoren mit Transistoren

Transistoren können auch in RC-Generatoren zur Erzeugung von sinusförmigen Wechselspanungen verwendet werden. **Bild 43** zeigt die Prinzipschaltung eines derartigen RC-Generators. Der Arbeitspunkt ist so einzustellen, daß der Transistor im linearen

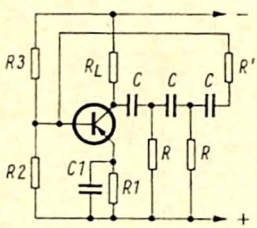


Bild 43 Prinzipschaltung eines RC-Generators mit Transistor (für 1 kHz wird R = 1 kΩ; C = 0,1 µF)

Teil seiner Kennlinie arbeitet. Da zwischen Basis und Kollektor die Phase um 180° gedreht wird, muß – um Schwingungen anzufachen – die Phase der vom Kollektor auf die Basis zurückgeführten Spannung um weitere 180° gedreht werden. Durch das RC-Netzwerk wird diese Bedingung jeweils nur für eine Frequenz erfüllt. Der Transistor soll einen Stromverstärkungsfaktor von mindestens 45 haben, und der Kollektorwiderstand R_L muß 2,7mal so groß wie die Widerstände R im Phasenschieber sein. Der Spannungsteiler R 2 + R 3 sorgt für eine stabile Basisspannung. Die Schwingfrequenz errechnet sich zu

$$f \approx \frac{1}{2\pi \cdot C \sqrt{6R^2 + 4R \cdot R_L}} \qquad (31)$$

Bei dem Phasenschiebergenerator nach **Bild 44** liegt die RC-Kette im Basiszweig, und **Bild 45** gibt eine Schaltung mit kontinuierlicher Abstimmung wieder. Die Kapazitäten liegen hier

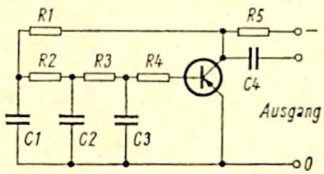


Bild 44 Grundschaltung eines RC-Generators mit Phasenschieber und Transistor

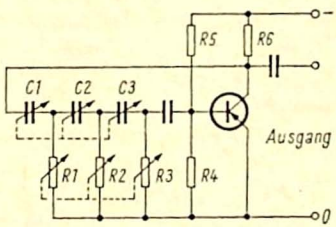


Bild 45 Mit einem Transistor bestückter Phasenschiebergenerator mit kontinuierlicher Abstimmung (Widerstände und Kondensatoren sind gegenüber der Schaltung Bild 44 vertauscht)

im Längszweig und die Widerstände im Querzweig. Wird das RC-Netzwerk einer Wien-Brücke als frequenzbestimmendes Glied benutzt (**Bild 46**), dann sind zwei Transistoren erforderlich. Die Wien-Brücke liegt vor dem ersten Transistor T 1. Am

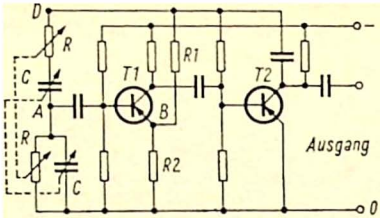


Bild 46 Transistorbestückter RC-Generator mit Wien-Brücke

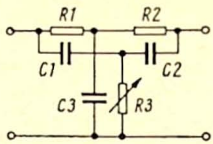


Bild 47 Doppel-T-Filter, das aus einem kombinierten Hoch- und Tiefpaßfilter besteht

Punkt A steht dann ein Drittel der am Punkt D liegenden Spannung, und zwar in der gleichen Phasenlage. Alle von der Eigenfrequenz abweichenden Frequenzen werden um mehr als zwei Drittel gedämpft und zusätzlich in der Phase gedreht.

Die geringe Dämpfung im Netzwerk und die hohe Verstärkung der beiden Transistorstufen gestatten eine kräftige Stromgegenkopplung durch den Emitterwiderstand R 2. Das zweite Glied der Wien-Brücke besteht aus den Widerständen R 1 und R 2. Dieser Spannungsteiler läßt im Zusammenwirken mit der Gegenkopplung am Punkt B eine Spannung entstehen, die nur wenig geringer als die im Punkt A ist. Die Differenz dieser beiden Spannungen ergibt die Steuerspannung zwischen Basis und Emitter des Transistors T 1.

Erhöht man den Wert des Widerstandes R 1, so steigt die Steuerspannung und umgekehrt. Hierdurch wird auch die bei dieser Schaltung erforderliche automatische Amplitudenregelung möglich.

Die Frequenz kann durch gleichzeitiges Ändern der Werte der beiden Widerstände R oder der Kapazitäten C in der Wien-Brücke stufenlos eingestellt werden. Die notwendigen Tandempotentiometer lassen sich durch Stereo-Potentiometer mit guten Gleichlaufeigenschaften bilden.

Hier sei noch das *Doppel-T-Filter* erwähnt, mit dem man mit verhältnismäßig einfachen Mitteln eine Phasendrehung von 180° erreicht. **Bild 47** läßt erkennen, daß es sich um ein kombiniertes Tief- und Hochpaßfilter handelt. Die Widerstände R 1 und R 2 bilden mit dem Kondensator C 3 ein *Tiefpaßfilter*. Die Kondensatoren C 1 und C 2 wirken zusammen mit dem Widerstand R 3

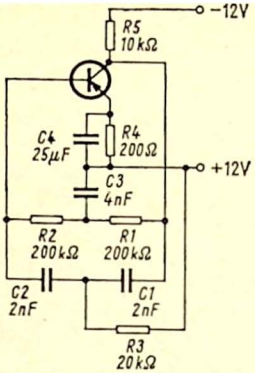


Bild 48 Nf-Generator mit einem Doppel-T-Filter als frequenzbestimmendes Glied

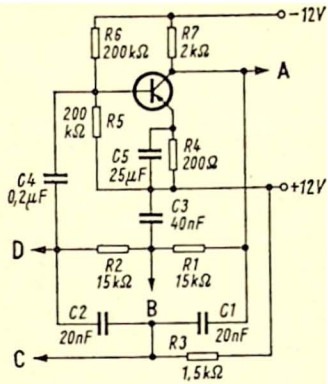


Bild 49 Nf-Oszillator mit Doppel-T-Filter nud zusätzlichem Spannungsteiler (R 5 + R 6) zur Stabilisierung der Basisspannung . An den Punkten A...D kann die niederfrequente Wechselspannung abgenommen werden

als *Hochpaßfilter*. Beide Filter müssen jedoch für eine gleiche Grenzfrequenz bemessen werden, wobei die obere des Tiefpaßfilters gleich der unteren des Hochpaßfilters ist. Diese Frequenzgleichheit kann am Widerstand R 3 durch Ändern der unteren Grenzfrequenz des Hochpaßfilters erzielt werden, wenn die Einzelteile entsprechend bemessen sind.

Bild 48 gibt die Schaltung eines Nf-Generators mit Doppel-T-Glied wieder, das zwischen dem Kollektor und der Basis des Transistors liegt. Der Pluspol der Spannungsquelle ist allgemeiner Bezugspunkt. Als Transistor eignet sich jeder Typ, dessen Stromverstärkungsfaktor größer als 100 ist. Die Schaltung eignet sich besonders zum Erzeugen sehr tiefer Frequenzen, weil zum Einstellen des Basisstromes große Widerstandswerte erforderlich sind, die zugleich niedrige Grenzfrequenzen ergeben.

Die Schaltung nach **Bild 49** erhält zusätzlich einen aus den Widerständen R 5 + R 6 bestehenden Spannungsteiler, mit dem die Basisspannung eingestellt und gleichzeitig stabilisiert wird. An den mit A...D bezeichneten Punkten kann die niederfrequente Wechselspannung abgenommen werden.

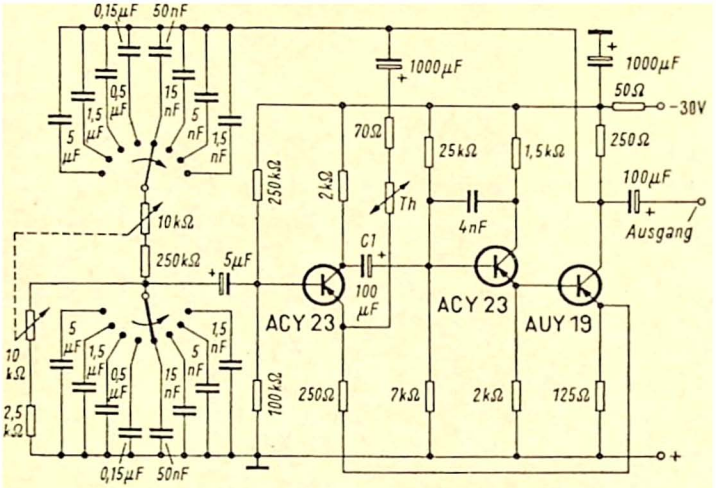


Bild 50 RC-Generator mit Transistoren. Frequenzbereich 3 Hz bis 30 kHz, Betriebsspannung 30 V, Ausgangsspannung etwa 2,5 V, Klirrfaktor < 1 %

Nach dem Prinzip der Wien-Brücke ist die in **Bild 50** [6] wiedergegebene Schaltung eines RC-Generators mit Transistoren aufgebaut. Sie ist für eine kontinuierlich veränderbare Frequenz dimensioniert. Der erzielbare Frequenzbereich erstreckt sich von 3 Hz bis 30 kHz und ist in acht sich überlappende Bereiche eingeteilt. Mit dem Tandempotentiometer 2 × 10 kΩ ist eine stufenlose Frequenzvariation in einem Verhältnis von 1 : 4 möglich. Der in den Gegenkopplungszweig eingebaute Heißleiter Th (ein Thernewid Typ R 51 4/20) dient zur Amplitudenbegrenzung. Außerdem wird erreicht, daß der Klirrfaktor auch bei der tiefsten Frequenz von 3 Hz sehr gering bleibt. Diese niedrige Frequenz zwingt dazu, relativ große Kapazitäten in dem Übertragungsweg zu verwenden. Bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz soll der Kondensator C 1 mit der angegebenen Kapazität eingesetzt werden, um eine Frequenzverstimmung bei Spannungsänderungen der Stromquelle zu verhindern.

1.3 Die Ausgangsspannung und der Ausgangsspannungsteiler des Meßsenders

Von einem Meßsender wird gefordert, daß seine Ausgangsspannung stetig regelbar, in ihrer Größe bestimmt und daß der Ausgangswiderstand konstant und definiert sein soll. Da der Wellenwiderstand der Meßkabel der Hf-Technik in der Größe von 50 bis 75 Ω liegt, soll auch der Ausgangswiderstand des Meßsenders einen reellen Wert dieser Größe besitzen. Oft wird die EMK des Senders mit einem in Effektivwerten geeichten Meßinstrument gemessen. Da sehr kleine Spannungen nicht direkt gemessen werden können, ermöglicht es ein Stufenteiler, die EMK definiert herunterzuregeln. Hierdurch gelingt es auch, Teilerspannungen bis herunter zu 1 μV zu erreichen.

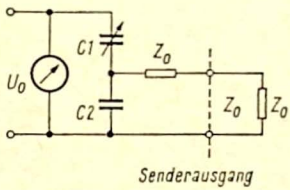


Bild 51 Kapazitiver Teiler für Meßsender mit in Reihe geschaltetem ohmschen Widerstand Z_0 als reellem Ausgangswiderstand

Ein kapazitiver Teiler (**Bild 51**) genügt diesen Forderungen, wenn auf seiner Ausgangsseite ein ohmscher Widerstand Z_0 der verlangten Größe als Innenwiderstand geschaltet und die Beziehung

$$\frac{1}{\omega C_2} < Z_0 \qquad (32)$$

eingehalten wird.

Meßsender werden oft mit *kapazitiven Teilern* ausgerüstet, weil die Spannungsteilung durch den Drehkondensator C 1 geschieht und dieser ein bewährtes und einfaches Bauelement der Hochfrequenztechnik darstellt. Durch einen geeigneten Plattenschnitt des Drehkondensators läßt sich die Spannung sogar abhängig vom Drehwinkel teilen (z. B. logarithmisch verlaufend). Kapazitive Teiler sind allerdings nur oberhalb einer bestimmten Frequenz frequenzunabhängig. Bei Betätigung des Teilers kann sich auch die Eingangsimpedanz ändern und auf die Senderfrequenz zurückwirken. Um das zu verhindern, empfiehlt es

sich, den Kondensator C 1 als Differential-Drehkondensator auszubilden.

Im Laufe der weiteren Entwicklung von Meßsendern wurde angestrebt, einen immer größeren Frequenzbereich zu überbrükken. Hierdurch wird der kapazitive Teiler allmählich durch den *ohmschen Kettenleiter* verdrängt. Der Kettenleiter hat den Vorzug, noch bei Frequenzen um 0 Hz brauchbar zu sein. Die obere Grenzfrequenz liegt im allgemeinen bei 1 GHz. Für die Stufung solcher ohmscher Kettenleiter sind Werte von 1 : 10 bzw. 20 dB oder 1 : $\sqrt{10}$ bzw. 10 dB gebräuchlich. Um die Spannung stufenlos zu teilen, kann z. B. ein Potentiometer vor dem Kettenleiter angeordnet werden. Bei der Bemessung der Stufendämpfung ist zu beachten, daß ihre Dämpfung 10 dB nicht wesentlich überschreitet, sonst kann bei hohen Frequenzen die Überbrückungskapazität des Längswiderstandes eine Frequenzabhängigkeit verursachen.

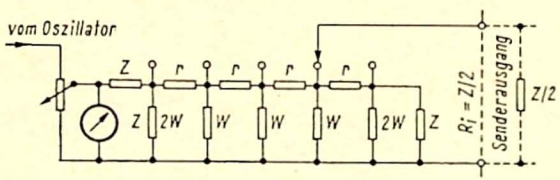


Bild 52 Ohmscher Kettenspannungsteiler für Meßsender

Das Grundelement des Kettenteilers ist ein π-Glied. Ein Aufbau mit T-Gliedern wäre nicht zweckmäßig, weil anstelle eines Längswiderstandes dann zwei liegen würden. **Bild 52** zeigt den Aufbau eines solchen ohmschen Kettenleiters. Er ist am Ende mit seinem Wellenwiderstand Z abzuschließen, und dem Eingang ist ebenfalls sein Wellenwiderstand Z vorzuschalten. An den Abgriffen entsteht jedoch als Ausgangswiderstand des Generators der Wert Z/2, weil jeweils die linke und rechte Seite des Teilers mit dem Wert Z parallel liegen. Für einen Wellenwiderstand des Meßkabels von 60 Ω ist demnach der Wellenwiderstand des Kettenleiters für den doppelten Wert, also für 120 Ω, auszulegen. Die stetige Belastung durch den Verbraucher

mit dem Wert Z/2 verursacht im Kettenleiter in allen Stellungen eine gewisse Fehlanpassung. Vom Sender aus gesehen ist der Eingangswiderstand des Kettenleiters für alle Stellungen, mit Ausnahme der ersten, praktisch konstant.

Ab 100 MHz ist es vorteilhaft, für Meßsender den *Hohlrohrteiler mit induktiver und kapazitiver Auskopplung* zu verwenden. Seine Grunddämpfung nimmt hier genügend kleine Werte an, so daß der einfache Aufbau und die stetig regelbare, exakte Teilung gegenüber anderen Teilern besondere Vorteile aufweisen. In der praktischen Ausführung unterscheiden sich Teiler mit kapazitiver oder induktiver Ausführung im wesentlichen durch die Baulänge. Für denselben Durchmesser ist bei gleicher Dämpfung der Teiler mit induktiver Auskopplung etwa 30 % länger als der mit kapazitiver Auskopplung.

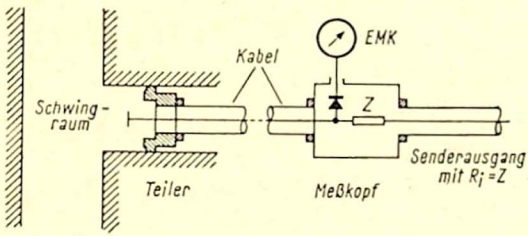


Bild 53 Hohlrohrspannungsteiler eines Meßsenders mit Meßkopf

In **Bild 53** ist ein kapazitiver Rohrspannungsteiler im Prinzip gezeichnet. In dem Rohr befindet sich ein Kondensator mit veränderbarem Plattenabstand. Wird der Abstand der Platten vergrößert, so ändert sich das Spannungsteilerverhältnis. Ein ausgeglichener Übergang von kleinen Teilungsverhältnissen zu großen wird dadurch erzielt, daß die Elektroden so gebaut werden, daß sie sich bei Annäherung ineinander verschieben können. Dann arbeitet der Teiler bei kleinen Teilungsverhältnissen als rein kapazitiver Teiler, bei großen Teilungen jedoch als Rohrteiler. Mitunter ragt der Rohrteiler zur Auskopplung der Energie auch direkt in den Schwingraum hinein.

Damit der Meßsender einen definierten Innenwiderstand erhält, werden besondere Konstruktionen verwendet. Zum Beispiel zeigt Bild 53, daß der Ausgang des Rohrspannungsteilers über eine flexible Leitung beliebigen Wellenwiderstandes mit einem Meßkopf verbunden ist. Dieser Meßkopf besteht aus einem Spannungsmesser mit Gleichrichterdiode und einem dahinter geschalteten Widerstand Z, der dem Innenwiderstand des Meßsenders entspricht. Das Instrument zeigt also die EMK des Meßsenders an.

1.4 Die Modulation der Meßsender

Vielseitig verwendbare Meßsender besitzen Modulationseinrichtungen für Amplituden- und Frequenzmodulation [7, 8], seltener für Impulsmodulation. Wird die Modulationsfrequenz intern erzeugt, so muß hierzu eine Röhre bzw. ein Transistor in einer der bisher besprochenen Grundschaltungen verwendet werden.

Die AM-Frequenz beträgt meist 400, 800 oder 1000 Hz (Modulationsgrad 30 %), manchmal 4 kHz (Modulationsgrad 60 %). Es sind jedoch auch Geräte mit stetig regelbarer Frequenz der Eigenmodulation im Handel.

Die FM-Frequenz arbeitet mit einem Hub von ± 100 kHz oder ± 200 kHz.

Anschlußbuchsen für eine von außen (extern) zugeführte Modulation sind fast immer vorgesehen. Zur Fremdmodulation sind auch RC-Generatoren geeignet.

Bei einstufigen Sendern muß die Modulationsspannung den Oszillator selbst beeinflussen, obwohl dieser die Aufgabe hat, eine konstante Frequenz abzugeben. Da die Modulation Amplitudenschwankungen verursacht, schwankt zwangsläufig auch die Betriebsspannung, so daß zusätzlich eine ungewollte Frequenzmodulation zustande kommen kann. Meßsender für größere Ansprüche sind deshalb mehrstufig aufgebaut, was ermöglicht, die Modulationsspannung in eine der nachgeschalteten Stufen einzuspeisen. Etwa auftretende Störfrequenzmodulation ist dann gering.

Schaltungen für Frequenzmodulation beeinflussen stets den Oszillator unmittelbar. Frequenzmodulation wird vorteilhaft mit

Hilfe von Blindröhren oder stromflußwinkelgesteuerten Blindwiderständen erreicht.

Bild 54 zeigt als Beispiel, wie Frequenzmodulation mit einer als Induktivität geschalteten Hubröhre zur C-Abstimmung des

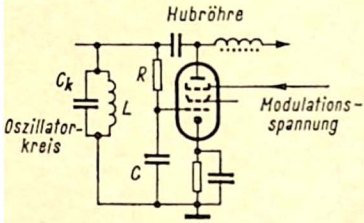


Bild 54 Frequenzmodulation mit einer als Induktivität geschalteten Hubröhre

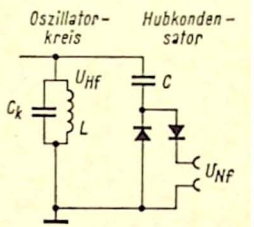


Bild 55 Frequenzmodulation mit einem stromflußwinkelgesteuerten Kondensator

Oszillatorkreises durchgeführt werden kann. Für $\omega CR \gg 1$ und relativ kleinen Frequenzhub $\Delta f/f$ ist bei einer Steilheitsänderung ΔS der Hubröhre

$$\Delta f \approx \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\Delta S}{C_k \omega CR} \tag{33}$$

In **Bild 55** ist die Schaltung zur Erzeugung einer Frequenzmodulation mit einem stromflußwinkelgesteuerten Kondensator C dargestellt. Für diese Schaltung gilt für kleine $\Delta f/f$ eine Näherungsformel, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind: $U_{Hf} \gg$ Schwellenspannung, $1/\omega C \gg$ Flußwiderstand der beiden Dioden, $U_{Nf} < 0{,}6\ U_{Hf}$, mittlere Vorspannung jedes Gleichrichters $\approx 0{,}5\ U_{Hf}$.

$$\Delta f \approx \frac{1}{\pi} \cdot \frac{C}{C_k} \cdot \frac{U_{Nf}}{U_{Hf}} \tag{34}$$

1.4.1 *Frequenzmodulation mit Transistoren*

Ebenso wie mit Röhren läßt sich natürlich die Modulationsspannung mit Transistoren erzeugen. Wir bringen hier nur eine von Siemens [6] vorgeschlagene Schaltung für einen 5,5-MHz-Prüfgenerator mit Frequenzmodulation, der sich zur Untersuchung der Demodulatoren von UKW- und Fernsehempfängern

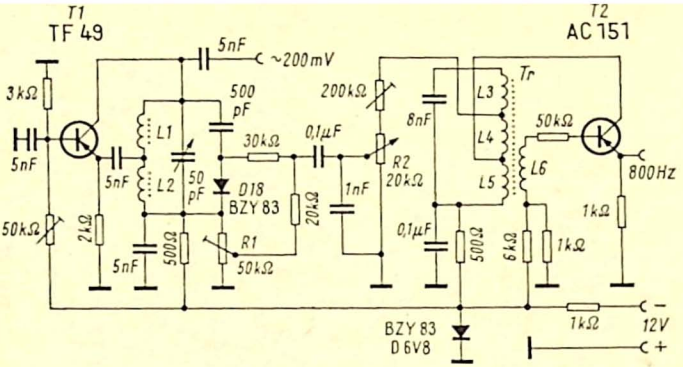


Bild 56 FM-Sender für 5,5 MHz mit Transistoren

eignet. Da sich die vollständige Schaltung einschl. Batterien wegen der geringen Erwärmung in ein kleines dichtes Metallgehäuse einbauen läßt, wird jede Störstrahlung vermieden und das Gerät ist besonders für den Service vorteilhaft.

Die in **Bild 56** wiedergegebene Schaltung besteht aus einem Dreipunkt-Oszillator mit dem Transistor TF 49, der die Trägerfrequenz von 5,5 MHz erzeugt. Die Siliziumdiode BZY 83/D 18 ist als Sperrschichtkondensator geschaltet und liegt mit einem Serienkondensator von 500 pF am Schwingkreis. Dieser Kondensator dient hier nicht zur Verbesserung des Verlustwinkels, sondern einfach als Gleichspannungssperre. Der zweite Transistor AC 151 erzeugt eine Nf-Wechselspannung von 800 Hz. Wird diese Spannung der am spannungsabhängigen Sperrschichtkondensator liegenden Gleichspannung überlagert, so ändert sich die Kapazität des Kondensators und damit die Schwingfrequenz des Hf-Oszillators T 1 im Rhythmus der Nf-Spannung. Es ergibt sich eine Frequenzmodulation. Das Potentiometer R 1 ist so einzustellen, daß der weitgehend lineare Anfangsteil der Umwandlungskennlinie ausgenutzt wird. Diese Kennlinie gibt die Abhängigkeit der durch die Kapazitätsänderung hervorgerufenen Frequenzverstimmung von der Spannung am Sperrschichtkondensator an. Der Frequenzhub kann mit dem Potentiometer R 2

eingestellt werden. Man erreicht bei einem Frequenzhub von ± 50 kHz einen Klirrfaktor der demodulierten Nf-Spannung von etwa 3 %.

Die Spulen haben folgende Daten:

L 1 = 48 Windungen CuL 0,6 mm ϕ
L 2 = 8 Windungen CuL 0,6 mm ϕ

beide Wicklungen auf einem Stiefelkörper von 8,5 mm ϕ

Der Transformator Tr besteht aus einem Siferrit-Schalenkern B 65591-A 0000-R 026 mit nachstehenden Wicklungen von CuL 0,15 mm ϕ : L 3 = 500 Windungen, L 4 = 250 Windungen, L 5 = 150 Windungen und L 6 = 30 Windungen.

1.5 Konstruktionshinweise, Abschirmungen und Verdrosselungen

Beim Aufbau eines Meßsenders ist eine Reihe von Hinweisen zu beachten [9]:

Stabiler und dichter Aufbau durch ausreichend dickwandige, wenn nötig zweiwandige Metallgehäuse;

zweckmäßige Meßdrehkondensatoren;

verlustfreie Meßbereichumschalter mit absolut sicherer Kontaktgabe und geringsten Kontaktübergangswiderständen;

Isoliermaterial aus hochwertigen Isolierstoffen;

keramische Rohrkondensatoren mit entsprechenden Temperaturkoeffizienten, um den Oszillatorschwingkreis möglichst unabhängig von Temperaturschwankungen zu halten;

sorgfältige Verdrahtung, am besten Verwendung von gedruckten Leiterplatten;

eine Skala bester Ausführung.

Die Skala muß mit ausreichender Übersetzung ohne jeden toten Gang angetrieben werden, damit eine genaue Feineinstellung gesichert ist. *Runde Skalenblätter* oder *Linearskalen* sind gebräuchlich. Eine mehrfache Unterteilung des Skalenblattes (etwa für jeden durch Umschalten eingestellten Frequenzbereich) erleichtert die Ablesung, ist jedoch nicht so übersichtlich wie nur ein- oder zweimal in Grade eingeteilte Skalenblätter. Beim Ablesen muß der Benutzer jedoch umrechnen, d. h. den auf der Skala eingestellten Zahlenwert mit dem auf oder neben dem

Bereichschalter angegebenen Faktor (× 1, × 10 usw.) multiplizieren, um den Frequenzwert (in Hz, kHz oder MHz) zu erhalten. Es werden auch *Trommelskalen* in hochwertige Geräte eingesetzt, die mit dem Bereichschalter gekuppelt sind und so gedreht werden, daß im Skalenausschnitt der Frontplatte nur die Skala des eingestellten Frequenzbereiches erscheint.

Wenn die Wanddicke des Metallgehäuses groß genug gegen die Stromeindringtiefe ist, kann Hochfrequenzenergie praktisch nur über Öffnungen, Fugen, Achsdurchführungen und Zuleitungen austreten. Das aus Öffnungen austretende Feld läßt sich

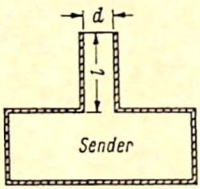


Bild 57 Kamin zur Senderlüftung

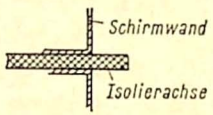


Bild 58 Durchführung einer Isolierachse

durch Kamine (**Bild 57**) um den Schwächungsfaktor σ verringern [4], solange noch keine Hohlraumwellen auftreten. Wenn $l > d/2$ ist, wird

$$\sigma \approx \exp \frac{Fl}{d} \tag{35}$$

In dieser Formel ist $F = 4{,}8$ für elektrische Kamine bzw. $F = 3{,}68$ für magnetische Kamine.

Solche Kamine eignen sich gut für Entlüftungen und Durchführung von Isolierachsen (**Bild 58**). Metallachsen benötigen einen erheblich größeren Aufwand. Gehäusedeckel verursachen Undichtigkeit, wenn Ströme über die Trennfuge fließen. Zahlreiche niederohmige Kontaktstellen zwischen Deckel und Gehäuse bzw. Doppeldeckel schaffen Abhilfe. Um kleine Gehäuse- und Fugenströme zu erzielen, sollen Bauelemente mit starken magnetischen und elektrischen Feldern im Senderinnern zusätzlich abgeschirmt werden. Zuleitungen zur Stromversorgung werden

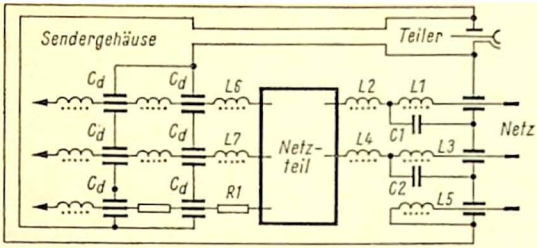


Bild 59 Beispiel einer Senderverdrosselung

zweckmäßig im Senderinnern abgeschirmt verlegt und nach außen durch ein- oder mehrgliedrige Tiefpaß-Siebketten gegen einen Hf-Austritt verriegelt (**Bild 59**). C_d sind Durchführungskondensatoren, die bis zu sehr hohen Frequenzen einen kleinen Kennwiderstand (= Ausgangsspannung/Eingangsstrom) aufweisen. Die Drosseln sollen sehr kapazitätsarm und frei von Serienresonanzen sein, was am besten durch Scheibenwicklung erreicht wird. L 6, L 7 und R 1 verhindern Ausgleichsströme über Doppelverbindungen zwischen dem inneren Sendergehäuse und dem mehr oder weniger zusätzlich abschirmenden Gerätekasten. Hf-Resten im Netzteil wird durch die Kombination L 1 bis L 5, C 1, C 2 der Austritt verwehrt.

1.6 LC-Generator für den Frequenzbereich von 75 kHz bis 150 MHz

Dieser Meßsender ist zwar ein amerikanisches Erzeugnis (Eico Modell 315 de Luxe) und mit amerikanischen Röhren bestückt, stellt aber ein gutes Beispiel für einen verhältnismäßig einfachen Prüfgenerator dar, der auch als Bausatz geliefert wird [1]). **Bild 60** zeigt die Ansicht des Meßsenders, dessen Frontplatte von der großen, siebenfach unterteilten Skala beherrscht wird. Alle Bedienungsknöpfe sind handlich angeordnet.

[1]) Vertrieb für Deutschland: Tehaka, Technische Handels KG, Alfred Dolpp, Augsburg.

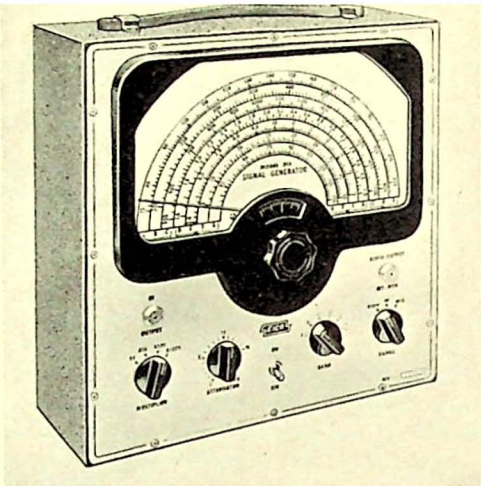


Bild 60 LC-Generator für den Frequenzbereich 75 kHz bis 150 MHz (Eico). RF-output = Hf-Ausgang, Multiplier = Großabschwächer, Attenuator = Feinabschwächer, on = ein, off = aus, Band = Bereichschalter, Audio output = Nf-Ausgang bzw., Ext. mod. = Fremdmodulation, Signal = Modulationswahlschalter, Audio = Nf, RF = Hf (unmoduliert), Mod. = Fremdmodulation (externe Modulation)

Oszillator

Wie die Schaltung (**Bild 61**) erkennen läßt, handelt es sich um einen stabilen ECO-Oszillator (vgl. auch Bild 10), der in sieben Bereichen ein Frequenzband von 75 kHz bis 150 MHz überstreicht. Die einzelnen, sich überlappenden Bänder werden mit dem Bereichschalter umgeschaltet.

Trennstufe (Pufferstufe)

Der Hf-Oszillator (Rö 1) ist über eine Trennstufe (ein Triodensystem der 6 LS 7) mit dem Ausgang verbunden. Das zweite Triodensystem dieser Doppelröhre erzeugt in Dreipunktschaltung ein Nf-Signal von 400 Hz mit weniger als 5 % Verzerrung. Dieser Nf-Oszillator moduliert das Hf-Signal in der Pufferstufe

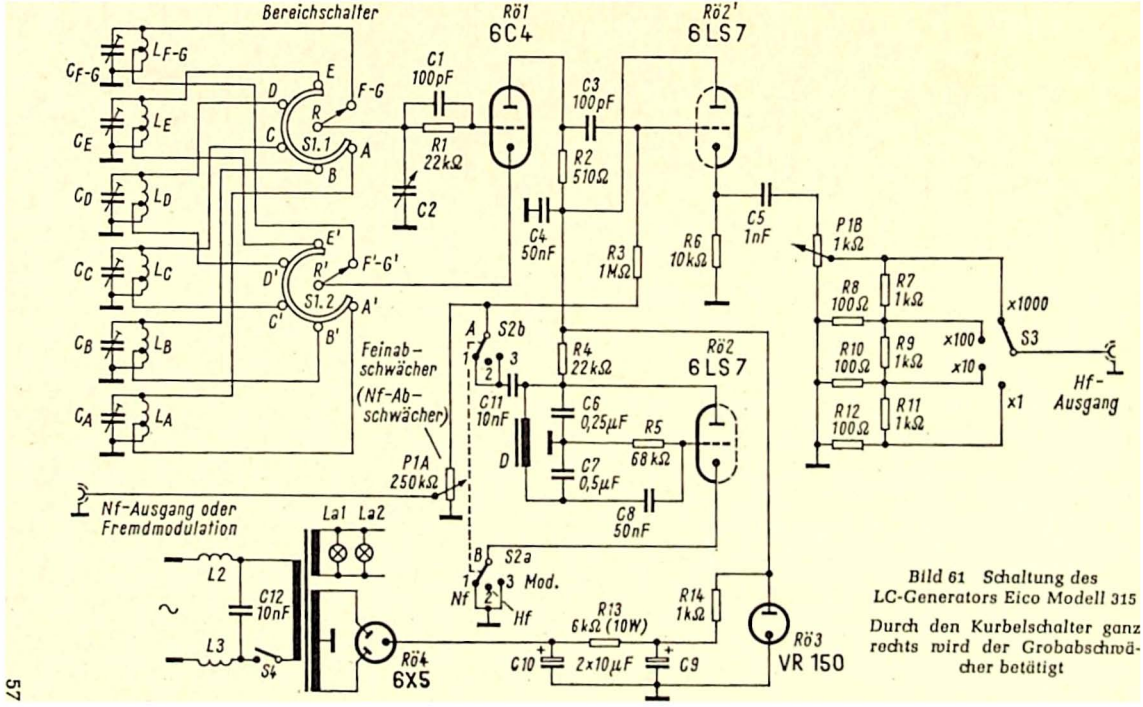


Bild 61 Schaltung des LC-Generators Eico Modell 315

Durch den Kurbelschalter ganz rechts wird der Grobabschwächer betätigt

(Rö 2'). Im Katodenkreis dieser Röhre befinden sich ein vierstufiger Grobabschwächer (S 3) und ein Feinabschwächer (P 1 B). Sie ermöglichen eine Änderung der Ausgangsspannung ohne Beeinflussung des Hf-Oszillators. Durch den Modulationsschalter läßt sich das Hf-Signal intern oder extern modulieren bzw. ohne Modulation verwenden.

Netzteil

Um eine gute Stabilität des Generators zu erzielen, ist der normal aufgebaute Netzteil durch die Glimmröhre VR 150 spannungsstabilisiert.

1.7 Sinus-Rechteck-Tongenerator für den Frequenzbereich von 30 Hz bis 20 kHz

Dieser unter der Typenbezeichnung TG 4 von Grundig hergestellte Tongenerator ist sehr vielseitig zu verwenden. Er gestattet die Aufnahme der Amplituden-Frequenz-Charakteristik von Nf-Verstärkern, denn er liefert am Meßausgang ein klirrarmes Nf-Signal ($K \leqq 0{,}1\ \%$). Hierbei ist die kontinuierlich einstellbare Frequenzvariation von 30 Hz...20 kHz in einem einzigen Bereich von großem Vorteil. Die Übertragungseigenschaften von HiFi-Stereo-Verstärkern lassen sich mit der vom TG 4 abgegebenen Rechteckspannung genau und rasch überprüfen. An Lautsprechern ist leicht festzustellen, ob die Schwingspule schleift oder ob Teile bei bestimmten kritischen Frequenzen mitschwingen, wenn der zu untersuchende Lautsprecher mit dem Tongenerator durchgeheult wird. Auch Eigenresonanzen von Lautsprechern sind zu ermitteln. Schließlich kann der Tongenerator TG 4 auch entweder als Nf- und Hf-Signalgeber oder als Nf-Prüfverstärker zur Fehlersuche verwendet werden. Zusammen mit einem Elektronenstrahl-Oszillografen als Indikator läßt sich der TG 4 zur Messung unbekannter Frequenzen heranziehen (Frequenzvergleich durch Lissajous-Figuren).

1.7.1 Beschreibung des Tongenerators TG 4

Das Meßgerät besteht aus drei Schaltungsgruppen (Oszillator, Leistungsverstärker und elektronisch stabilisiertem Netzteil),

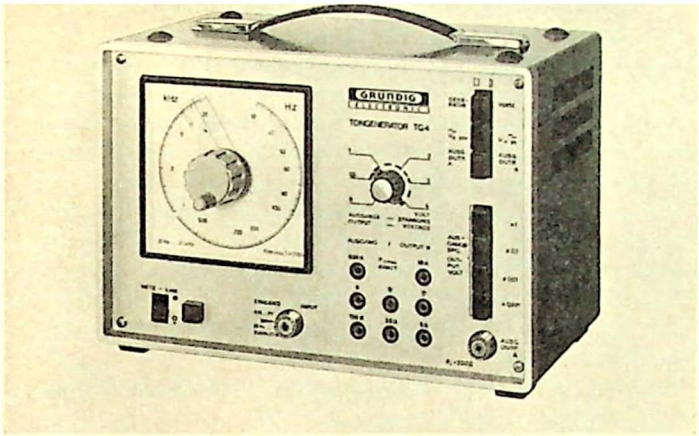


Bild 62 Sinus-Rechteck-Tongenerator (Grundig)

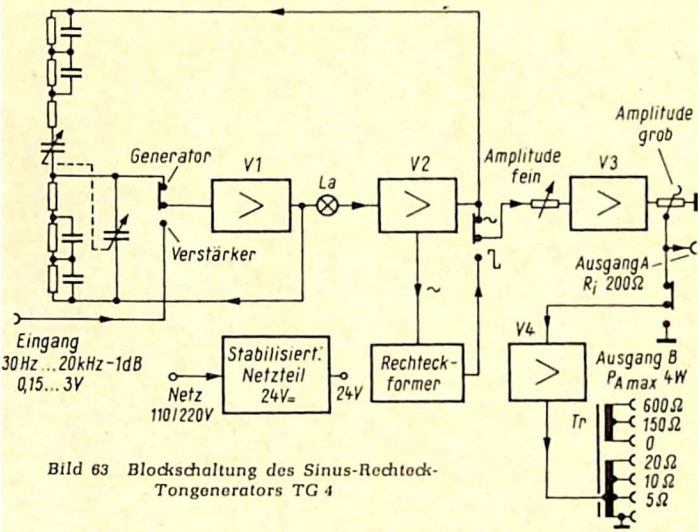


Bild 63 Blockschaltung des Sinus-Rechteck-Tongenerators TG 4

die in einem stabilen Stahlblechgehäuse untergebracht sind. Alle elektrischen Bauteile sind zu Bausteinen auf Druckschaltungsplatten vereinigt. Der Oszillator ist außerdem gegen die übrige Schaltung abgeschirmt. Ein Feintrieb ermöglicht eine genaue Frequenzeinstellung. Drucktasten für die verschiedenen Betriebsarten geben dem Bedienungsfeld ein übersichtliches Aussehen und erleichtern die Bedienung des Gerätes (**Bild 62**).

Wie aus dem Blockschaltbild (**Bild 63**) ersichtlich, arbeitet der frequenzbestimmende Kreis nach dem Prinzip der Wien'schen Brücke (Seite 33). Dieser Kreis bildet zusammen mit den Verstärkerstufen V 1 und V 2 den Oszillator. Der Verstärker V 3 liefert wahlweise eine Sinus- oder rechteckförmige Spannung an den 200-Ω-Ausgang A.

Wird der Verstärker V 4 zugeschaltet, so sind am Ausgang B etwa 4 Watt Nf-Leistung vorhanden.

Der Eingang der Stufe V 1 kann durch einen Umschalter vom frequenzbestimmenden Kreis getrennt und auf eine Eingangsbuchse geschaltet werden. Je nach Einstellung der Ausgangsspannung läßt sich der Verstärker durch von außen zugeführte Nf-Spannungen zwischen 150 mV und 5 V voll aussteuern.

1.7.2 Schaltung des RC-Einbereich-Oszillators

Die Brückenschaltung ist mit auf dem Baustein des Netzteils untergebracht (**Bild 64**). Sie wurde in dieser hochohmigen Ausführung erst durch die Anwendung eines Feldeffekt-Transistors in der Stufe T 101 (**Bild 65**) möglich. Hierdurch konnte die bei Röhrenschaltungen bereits seit langer Zeit bewährte Drehkondensator-Abstimmung (mit dem Doppeldrehkondensator C 2, C 2') beibehalten werden. In einem einzigen Bereich werden 30 Hz...20 kHz erfaßt, was einem Frequenzverhältnis von 1 : 666 entspricht. Dies wird durch die fünfgliedrige RC-Kettenschaltung (R 301...R 310 || C 301...C 310 in Bild 64) erzielt, deren ohmsche Komponente sich mit der Frequenz ändert. **Bild 66** zeigt das Verhalten des komplexen Widerstandes in dem genannten Frequenzbereich.

Der Fußpunkt der Kettenschaltung liegt nicht an Masse, sondern über 102 (Bild 64) – 301 (Bild 65) am Ausgang der ersten

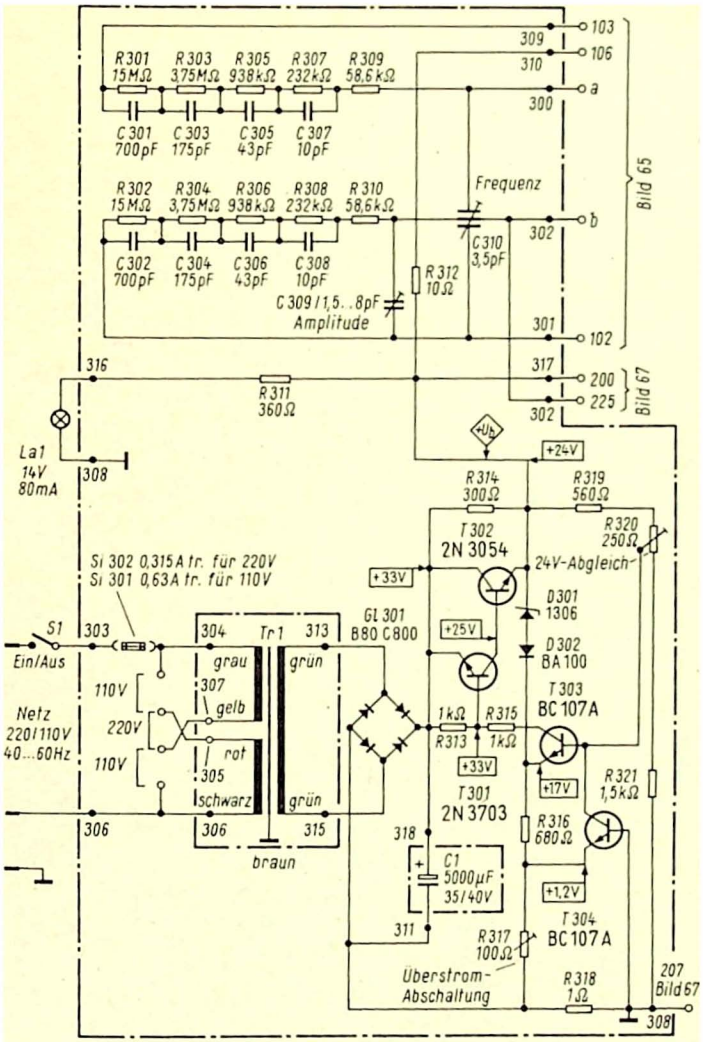


Bild 64 Netzteil mit RC-Kette des Oszillators

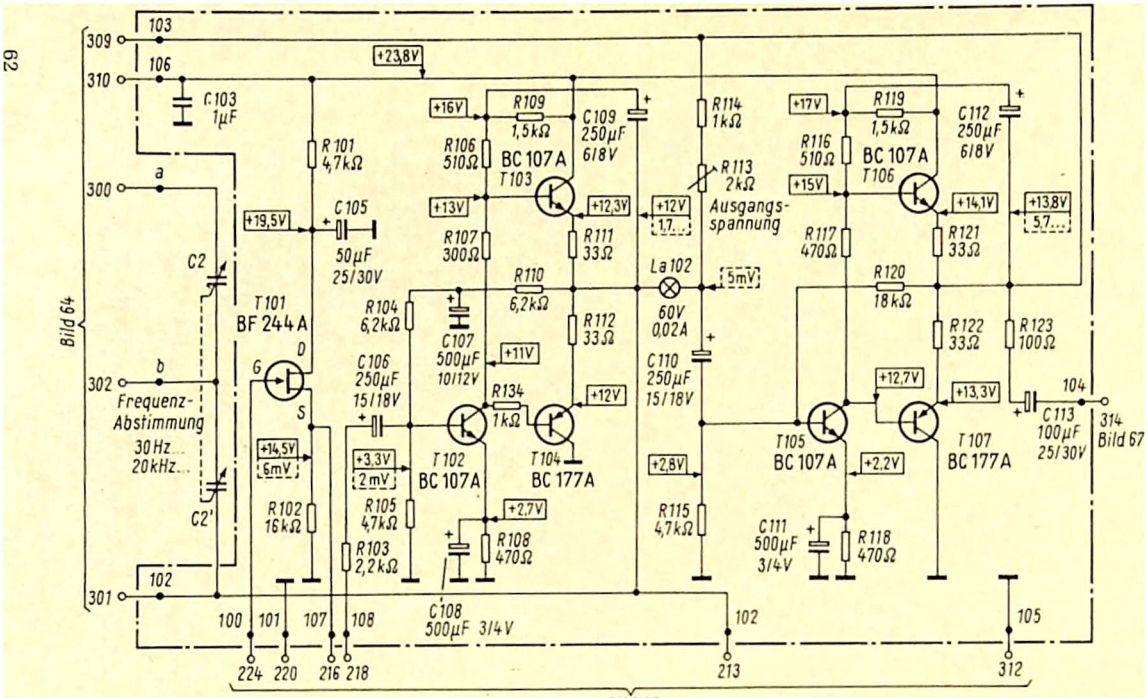


Bild 65 Oszillator

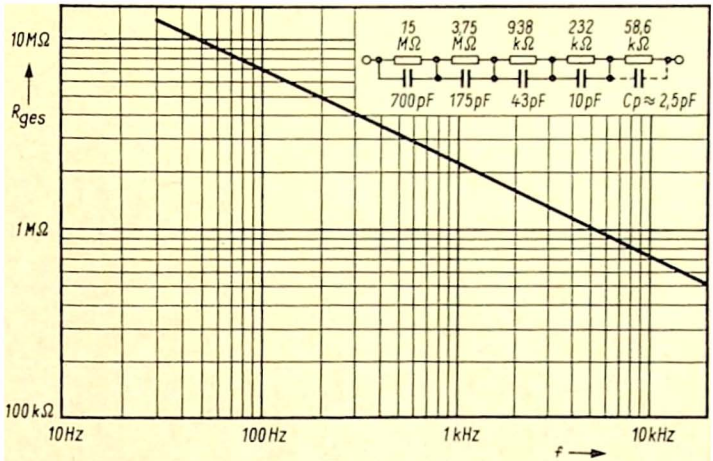


Bild 66 Verlauf des komplexen Widerstandes der RC-Kette

Verstärkerstufe (T 102, T 103, T 104). Diese Anordnung sichert eine gute Frequenzstabilität. Der Kaltleiter La 102 (Bild 65) stabilisiert die Amplitude des Oszillators.

Die Transistoren T 105, T 106, T 107 bilden eine weitere Verstärkerstufe. Wie aus der Schaltung zu ersehen, handelt es sich um Komplementärstufen (T 103, T 104 und T 106, T 107), die gegenüber einfachen Verstärkerstufen wesentliche Vorteile aufweisen. Ein Abgleich ist nicht erforderlich, weil Gleichstromkopplung und Gegenkopplung den Arbeitspunkt stabil halten. Weitere Vorteile sind geringer Leistungsbedarf, geringe Wärmeentwicklung und ein Klirrfaktor, der von der Temperatur und von Exemplarstreuungen praktisch unabhängig ist.

1.7.3 Schaltung des Verstärkers V 3

Wie die Schaltung (**Bild 67**) erkennen läßt, werden im Verstärker-Baustein zwei Komplementärstufen verwendet (T 203, T 205, T 206 für den Ausgang A, T 204, T 207, T 208 für die Leistungsendstufe). Am Ausgangstransformator steht eine Nf-Leistung von etwa 4 Watt mit verschiedenen Impedanzen zur

Verfügung. Die Ausgänge 150 Ω und 600 Ω sind erdfrei. Bei Vollaussteuerung des Verstärkers ist am 600-Ω-Ausgang eine niederfrequente Wechselspannung mit einem Effektivwert von 60 V vorhanden.

In dem Verstärkerbaustein sitzt noch ein Rechteckformer, der mit den Transistoren T 201 und T 202 bestückt ist. Er wird in der Schaltstellung „Rechteck" durch die sinusförmige Oszillatorspannung gesteuert. Der Kollektor des Transistors T 202 liegt am Potentiometer R 2, mit dem die Amplitude der Rechteck-

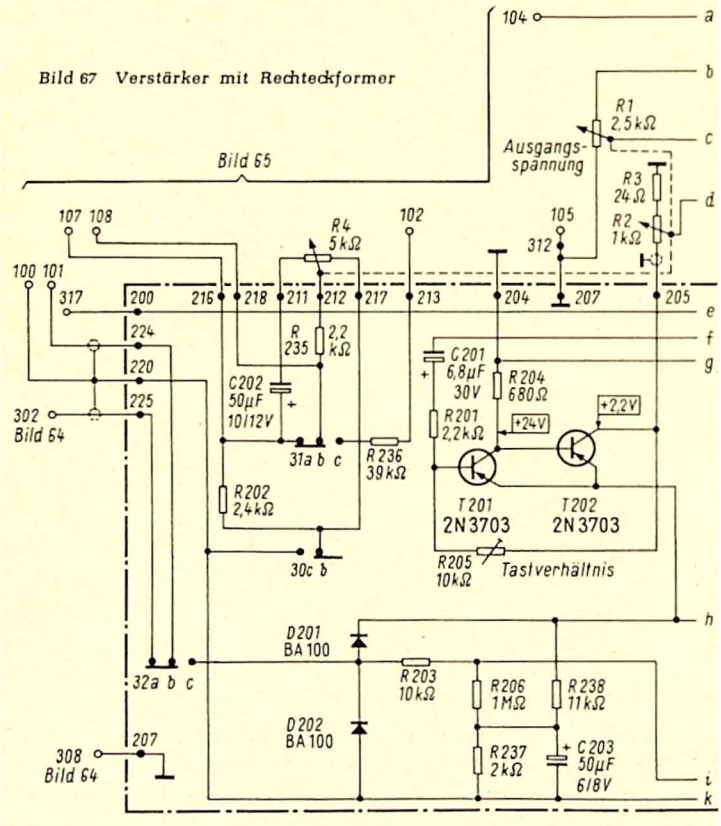
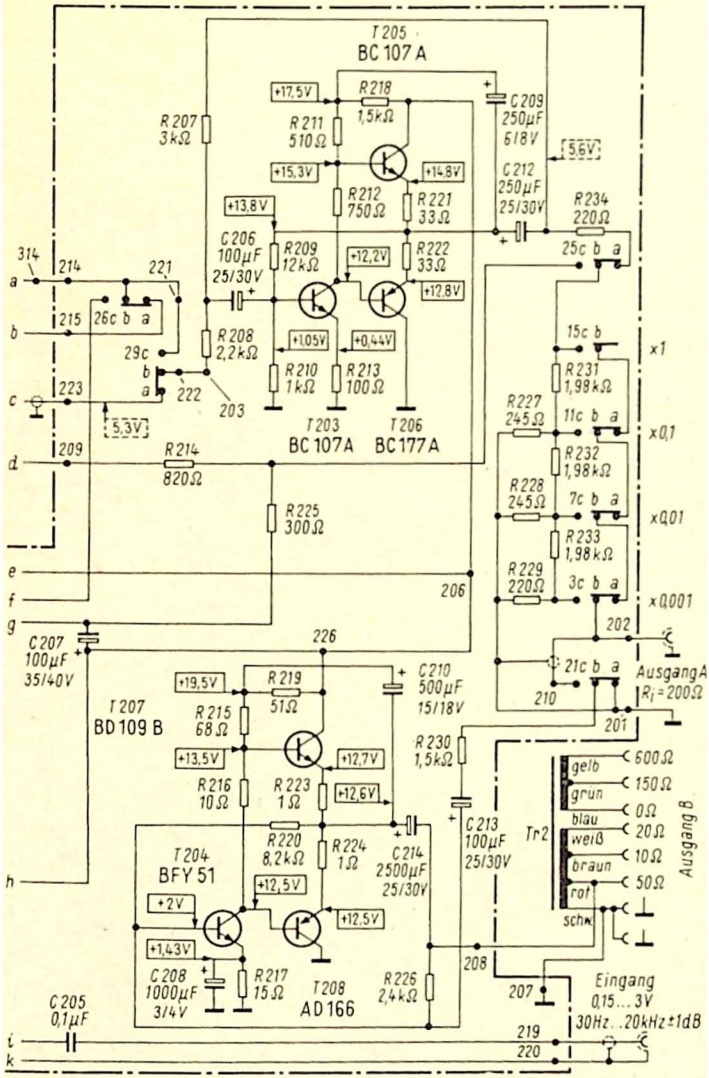


Bild 67 Verstärker mit Rechteckformer

zu Bild 67


T 205
BC 107 A
R 207
3 kΩ
R 218
1,5 kΩ
R 211
510 Ω
C 209
250 µF
6/8 V
5,6 V
C 212
250 µF
25/30 V
R 212
750 Ω
R 221
33 Ω
R 234
220 Ω
C 206
100 µF
25/30 V
R 209
12 kΩ
R 222
33 Ω
25c b a
314
214
221
26c b a
215
R 208
2,2 kΩ
29c
R 210
1 kΩ
R 213
100 Ω
15c b
x1
R 231
1,98 kΩ
223
222
203
5,3 V
T 203
BC 107 A
T 206
BC 177 A
R 227
245 Ω
11c b a
x0,1
209
R 214
820 Ω
R 232
1,98 kΩ
R 228
245 Ω
7c b a
x0,01
R 225
300 Ω
R 233
1,98 kΩ
R 229
220 Ω
3c b a
x0,001
206
202
C 207
100 µF
35/40 V
226
21c b a
Ausgang A
R_i = 200 Ω
210
201
T 207
BD 109 B
R 219
51 Ω
C 210
500 µF
15/18 V
R 215
68 Ω
R 230
1,5 kΩ
R 216
10 Ω
R 223
1 Ω
R 220
8,2 kΩ
R 224
1 Ω
C 214
2500 µF
25/30 V
C 213
100 µF
25/30 V
Tr 2
gelb
grün
blau
weiß
braun
rot
schw
600 Ω
150 Ω
0 Ω
20 Ω
10 Ω
50 Ω
Ausgang B
T 204
BFY 51
+2 V
+1,43 V
C 208
1000 µF
3/4 V
R 217
15 Ω
T 208
AD 166
R 226
2,4 kΩ
208
207
Eingang
0,15 ... 3 V
30 Hz ... 20 kHz ± 1 dB
C 205
0,1 µF
219
220
a
b
c
d
e
f
g
h
i
k

spannung stufenlos einstellbar ist. Das gewonnene Rechteck-Signal gelangt über den Teiler R 214/R 225 an den Ausgangsspannungsteiler. Dieser teilt die Ausgangsspannung so, daß die am Amplituden-Einsteller R 1/R 2 angezeigten Spannungswerte bei Sinusspannung dem Effektivwert, bei Rechteckspannung jedoch dem Spitze-Spitze-Wert entsprechen.

Durch die niederohmigen Arbeitswiderstände wird eine sehr kurze Anstiegzeit der Rechteckspannung erhalten. Sie liegt bei einer Last von 50 pF bei rund 30 Nanosekunden.

1.7.4 Netzteil

Der Netzteil (Bild 64) ist für 220 V und 110 V Wechselspannung, 40...60 Hz, ausgelegt. Er liefert eine elektronisch sehr sorgfältig stabilisierte Gleichspannung von 24 V. Eine Überstromsicherung mit dem Transistor T 304 schützt die Komplementär-Endstufe vor Zerstörung, wenn der Leistungsausgang versehentlich kurzgeschlossen wird.

1.8 Nf-Generator mit Wien-Vierpol für den Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz

Dieser von Philips hergestellte RC-Generator PM 5101 ist ein tragbares Gerät, das im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz eine sinusförmige effektive Spannung von 0 bis 2 V und eine negative rechteckförmige Spannung von 0 bis 4 V_{ss} liefert. Der Nf-Generator ist völlig mit Transistoren bestückt und wird mit eingebauten Batterien 2 x 9 V gespeist.

Die Frequenzgenauigkeit beträgt + 5 % + 1 Hz bei 20 °C und einer Speisespannung von 16 V. Bei sinusförmiger Ausgangsspannung ist der Klirrfaktor < 1 % im Bereich von 20 Hz bis 100 kHz. Die Ausgangsimpedanz kann mit dem Amplitudeneinsteller von 0 bis 250 Ω geregelt werden, bei rechteckförmiger Ausgangsspannung von 0 bis 350 Ω. **Bild 68** zeigt die Frontansicht des Nf-Generators.

Die Blockschaltung (**Bild 69**) läßt erkennen, daß der Generator einen RC-Oszillator mit einem Wien-Vierpol enthält. Die erzeugte Sinusspannung kann entweder direkt oder über einen Begrenzer dem Ausgangsspannungsteiler zugeführt werden. In

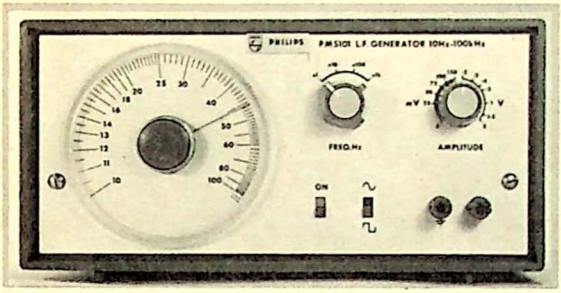


Bild 68 Nf-Generator PM 5101 Frontansicht (Philips)

diesem Fall erscheint am Ausgang ein zeitsymmetrisches Rechtecksignal (Mäandersignal T = T/2 + T/2).

1.8.1 Der Oszillator

Den frequenzbestimmenden Teil des Oszillators bildet ein gleichgliedriger Wien-Vierpol, an den sich ein für das Frequenzgebiet phasenreiner und stabilisierter Verstärker anschließt (**Bild 70**). Die Frequenzvariation wird grob (und zwar stufenweise dekadisch) durch Umschalten der Kapazitäten C 12 bis C 22–C 29–C 30 mit dem Umschalter SK 2 erreicht. Zum Feineinstellen der Frequenz innerhalb der Bereiche dient ein Tan-

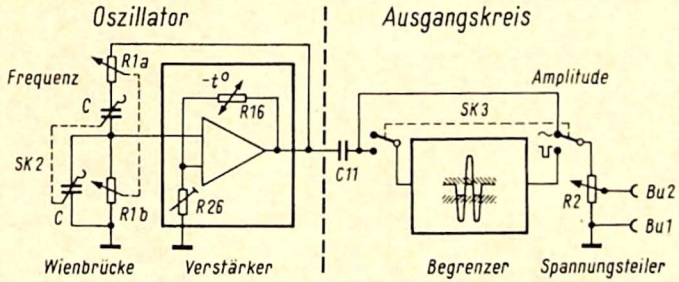


Bild 69 Blockschaltung

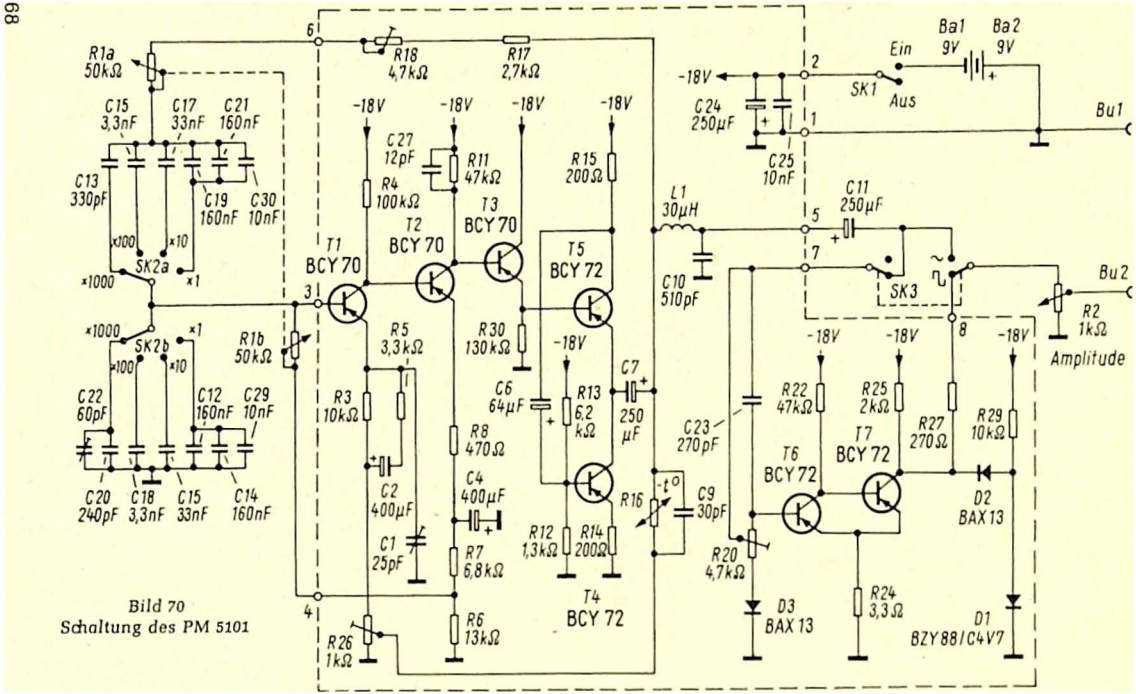


Bild 70
Schaltung des PM 5101

dempotentiometer R 1a–R 1b. Zum Abgleichen und Eichen des Geräts werden das Potentiometer R 18 und die Trimmer C 1 und C 22 benutzt.

Der Verstärker ist extrem gegengekoppelt, damit die Verstärkung nur den Faktor 3 erreicht. Zur Feineinstellung ist das Potentiometer R 26 vorgesehen. Der Teilbetrag dieses Einstellers ist der Querwiderstand in der Gegenkopplungsleitung. Der NTC-Widerstand R 16 bildet den Längswiderstand. Dadurch wird die Gegenkopplung amplitudenabhängig.

Steigt z. B. die Ausgangsspannung des Verstärkers, so ändert sich auch der Strom durch das Gegenkopplungsnetzwerk R 16 || C 9 + Teilbetrag von R 26. Der größer gewordene Gegenkopplungsstrom erwärmt den NTC-Widerstand R 16 und verkleinert dessen Widerstandswert. Hierdurch nimmt auch die Gegenkopplungsspannung zu und reduziert die Ausgangsspannung auf den „Normalwert". Der Kondensator C 9 dient der Phasenkompensation. Mit R 26 ist die Gegenkopplung so eingestellt, daß der Oszillator gerade anschwingt.

Der Querwiderstand des Wien-Vierpols R 1b ist dem Verstärkereingang so zugeordnet, daß er vom Basisstrom des Transistors T 1 durchflossen wird. Die Basisspannung ist am Punkt 4 (zwischen R 7 und R 6) abgenommen. Die Widerstandskette R 11, Ri von T 2, R 8, R 7 und R 6 bildet den Basisspannungsteiler. Durch die galvanische Verkopplung der Transistoren T 1 und T 2 ist deren Arbeitspunkt sehr gut stabilisiert.

Der als Entkopplungsglied dienende Transistor T 3 arbeitet als Emitterfolger und bewirkt die Anpassung an das komplementäre Ausgangs-Transistorpaar T 4/T 5, das als White-Emitterfolger extrem niedrige Ausgangsimpedanz besitzt.

1.8.2 Die Ausgangsschaltung

Die Form der Ausgangsspannung ist mit SK 3 wählbar. Wird der Verstärkerausgang direkt bis zum Amplitudeneinsteller R 2 durchgeschaltet, so erhält man die Sinusform. Zur Gewinnung der Rechteckspannung muß dagegen das Sinussignal über einen Amplitudenbegrenzer geleitet werden, der aus den Transistoren T 6 und T 7 besteht.

Mit dem Potentiometer R 20 wird die Begrenzerwirkung eingestellt. Die Diode D 3 richtet die steuernde Sinusspannung gleich und legt damit den Arbeitspunkt von T 6 fest. Die Amplitude des rechteckförmigen Ausgangssignals ist durch die Diode D 2 stabilisiert. Diese wird über den Spannungsteiler R 29 + D 1 entsprechend vorgespannt.

1.9 UKW-Prüfoszillator 87...100 MHz

1.9.1 Beschreibung

Dieser kleine, preiswerte – und vor allem leicht aufzubauende – Prüfsender dient zur Kontrolle des UKW-Bereiches. Er besitzt eine Nf-Modulations-Verstärkerstufe und eine Oszillatorstufe. An die Nf-Stufe ist ein kleiner Tongenerator oder ein dynamisches Mikrofon anzuschließen.

Um eine unzulässige Abstrahlung zu verhindern, wird das Gerät in ein allseitig geschlossenes und geerdetes Gehäuse eingebaut. Dann ist die Reichweite gering; der Oszillator kann keine Störungen auf den Rundfunkbändern verursachen. Eine geringe Änderung der Spulendaten erlaubt ein Arbeiten auf dem 2-m-Band.

Der Prüfoszillator wird als Bausatz von Radio-Fern geliefert. Beim Nachbau sind innerhalb der Bundesrepublik die einschlägigen Bestimmungen der Bundespost zu beachten.

1.9.2 Schaltung

Bild 71 gibt die Schaltung des einfachen Gerätes wieder. Es besteht aus zwei Transistorstufen, dem Hf-Oszillator mit dem Transistor T 2 und der Modulationsstufe mit dem Transistor T 1. Abgestimmt wird lediglich mit dem Hf-Eisenkern der Spule, zu der der Kondensator C 5 parallel liegt. Mit dem Kondensator C 7 wird rückgekoppelt, so daß die Stufe schwingt. Um eine Frequenzwanderung des Oszillators gering zu halten, wird die Betriebsspannung mit der Zenerdiode D 1 stabilisiert.

Wegen der relativ geringen Sendeleistung ist auch nur eine kleine Modulationsleistung aufzubringen. Der einstufige Nf-Verstärker mit dem Transistor T 1 genügt hierzu völlig. An

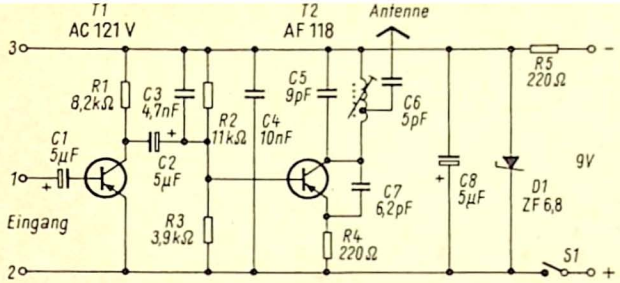


Bild 71 Schaltung

seinen Eingang (1,2) ist ein kleiner Tongenerator anzuschließen, wenn Abgleicharbeiten an UKW-Empfängern durchzuführen sind. Es kann jedoch auch ein Mikrofon mit 100...1000 Ω angeschlossen werden. Radio-Fern empfiehlt hierzu das Sennheiser-Mikrofon MM 21, 200 Ω, oder das Füllhalter-Mikrofon des gleichen Herstellers (Typ MM 301).

Die Nf-Modulation wird über die Basis des Transistors T 2 eingekoppelt. Durch die Übersteuerung ergibt sich eine Frequenzmodulation, die trotz der einfachen Schaltung sehr sauber und von ausgezeichneter Tonqualität ist, wenn man zwischen dem Prüfoszillator als Sender und einem UKW-Gerät als Empfänger eine Mindestentfernung von etwa 5 m einhält.

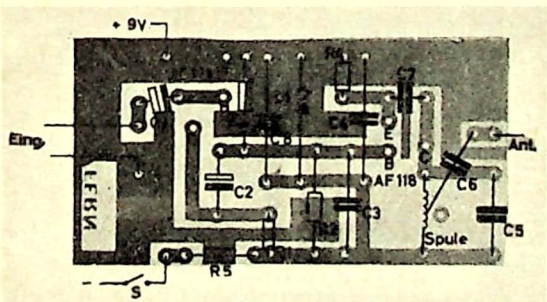


Bild 72 Bestückungsplan

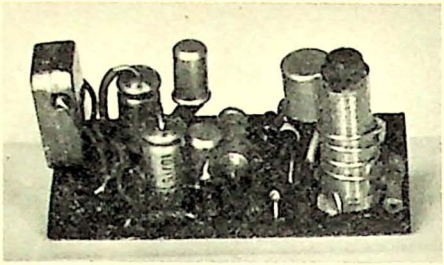


Bild 73 Aufgebaute Platine (Radio-Fern)

1.9.3 Aufbau

Der Prüfoszillator wird auf einer gedruckten Schaltplatine aufgebaut, die mit einem Spezial-Lötlack überzogen ist. Anhand des Bestückungsplanes (**Bild 72**) läßt sich der Aufbau leicht durchführen. Zweckmäßig wird hierbei folgende Reihenfolge eingehalten: Widerstände – Kondensatoren – Spule – Transistoren. Die Anzapfung der Spule liegt zu dem kollektorseitigen Ende hin (C). Die Bauteile werden von der unbedruckten Seite her in die Platine eingesteckt und auf der bedruckten Seite verlötet (s. auch **Bild 73**).

1.9.4 Inbetriebnahme

Vor der ersten Inbetriebnahme des Oszillators ist eine sorgfältige Kontrolle der Schaltung zu empfehlen, denn schon ein verwechselter Widerstand kann die Transistoren zerstören. Auf die richtige Polung der Elektronlytkondensatoren ist gleichfalls zu achten. Falls ein Meßinstrument vorhanden ist, sollte die Stromaufnahme gemessen werden, die um 12...15 mA liegt.

Eine etwa verwendete Antenne besteht aus einem Stück Litze von 1 m Länge, sie wird in den entsprechenden Platinenanschluß eingelötet.

Benutzt man ein dynamisches Mikrofon, so stellt man den Prüfoszillator in die Nähe des UKW-Empfängers, der auf eine Frequenz von etwa 100 MHz eingestellt wird. Nach dem Einschalten beider Geräte wird der Spulenkern des Prüfoszillators

langsam herausgedreht. An einer Stelle wird über den Lautsprecher des UKW-Empfängers eine akustische Rückkopplung auftreten. Alsdann dreht man die Lautstärke des UKW-Empfängers zurück, bis ein Besprechen des Mikrofons möglich ist. Diesen Versuch wiederholt man in größerer Entfernung und mit höherer Lautstärke. Der Prüfoszillator ist dabei jedoch nicht in die Hand zu nehmen, weil sich dadurch Frequenzverschiebungen ergeben. Die Empfindlichkeit des Gerätes ist derart hoch, daß jedes Gespräch im Raum – auch aus einiger Entfernung – einwandfrei aufgenommen wird.

Wird statt des Mikrofons ein Tongenerator benutzt, so ist sinngemäß zu verfahren. Der Amplitudenregler des Tongenerators ist soweit zurückzudrehen, bis im UKW-Empfänger ein sauberer Ton hörbar ist.

2 AM-FM-Abgleichsender

2.1 Aufgaben und Anwendung

Der AM/FM-Generator AS 4 (**Bild 74**) ermöglicht infolge seiner hohen zeitlichen Konstanz in bezug auf Amplitude und Frequenz, durch seine definierte Hf-Ausgangsspannung und die vielen Modulationsmöglichkeiten Meß-, Prüf- und Abgleicharbeiten an AM/FM-Rundfunk-Empfängern und Fernsehgeräten. Der Generator ist einfach zu bedienen und kann in Labors, in der Fertigung und in Service-Werkstätten verwendet werden.

Mit dem volltransistorisierten Gerät, das auch einen eingebauten FM-Zf-Wobbler enthält, lassen sich alle in der Praxis vorkommenden Abgleicharbeiten und Kontrollen an AM-FM-Empfängern durchführen. Der Generator kann mit einem extern zugeführten Stereomultiplex-Signal moduliert werden.

Mit 12 Bereichen umfaßt das Gerät alle in- und ausländischen Rundfunk-, Funk- und Amateurbänder von 110 kHz bis 115 MHz.

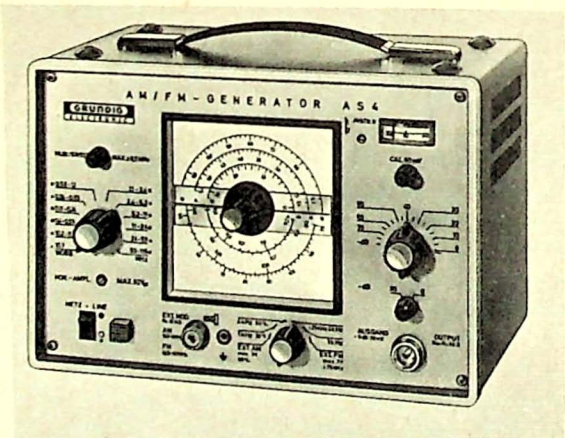


Bild 74 LC-Generator AS 4 für AM und FM (Grundig)

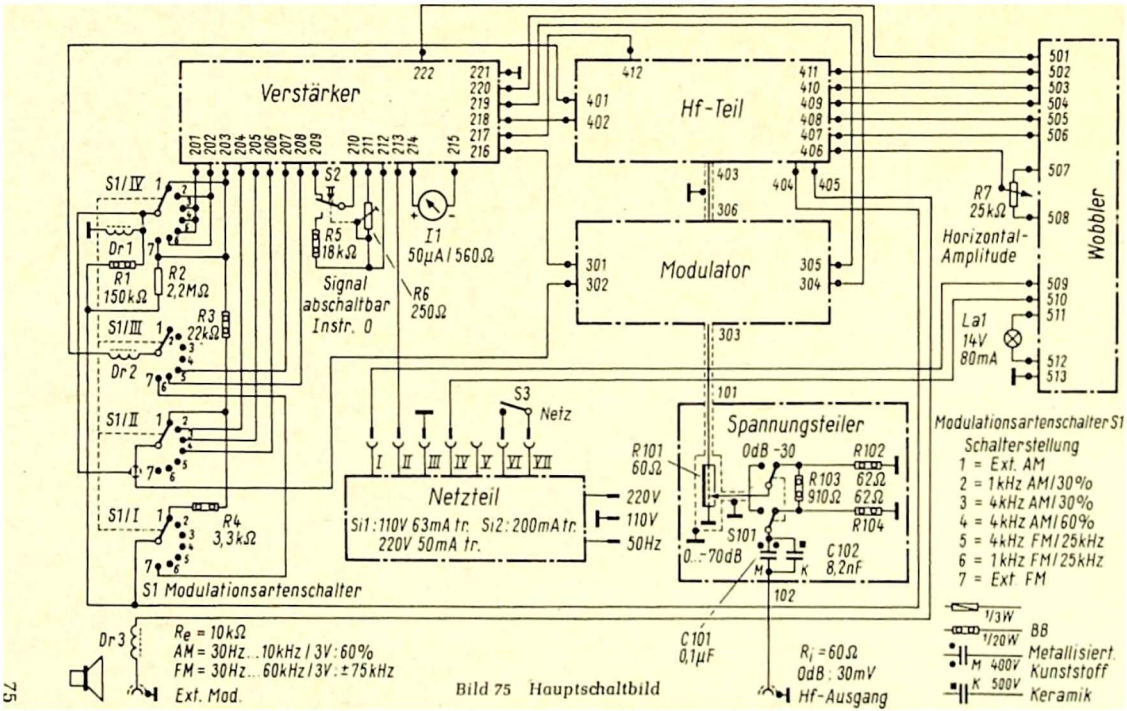


Bild 75 Hauptschaltbild

Jede Dekade ist in drei Bereiche aufgeteilt, so daß die Skalen übersichtlich sind und die Ablesegenauigkeit gut ist. Die beiden Zf-Bereiche sind gespreizt, wodurch sich eine hohe Einstellgenauigkeit erreichen läßt. Für die Wobbelung der FM-Zwischenfrequenz ist ein eigener Bereich vorgesehen. Die Mittenfrequenz kann um ± 140 kHz variiert werden, so daß unabhängig vom eingestellten Hub die Bandbreite der Zf-Durchlaßkurve ermittelt werden kann. Da gleichzeitig Amplitudenmodulation möglich ist, kann die Güte der Begrenzung eines FM-Empfängers an Hand eines Oszillografenschirmbildes in einfacher Weise überprüft werden.

Die Empfindlichkeit, der Begrenzungsbeginn bei FM und der Regelumfang bei AM von Rundfunkgeräten sind durch die definierte Abschwächung der Hf-Ausgangsspannung mit dem in dB geeichten Hf-Spannungsteiler zu kontrollieren. Da die Störstrahlung des Gerätes extrem gering ist, sind Empfindlichkeitsmessungen bis unter die Rauschgrenze moderner FM-Rundfunkempfänger möglich. Um Nf-Teile von Geräten zu überprüfen, kann die interne Modulationsspannung hochohmig abgenommen werden.

2.2 Aufbau

2.2.1 Mechanisch

Der Abgleichsender ist in Druckschaltungstechnik aus einzelnen Bausteinen aufgebaut. Um eine Störstrahlung zu verringern, sind Hf-Teil und Modulator in kompakten Gehäusen abgeschirmt untergebracht, deren Zuleitungen verdrosselt und gesiebt sind. Wie die einzelnen Bausteine miteinander verbunden sind, läßt das **Bild 75** erkennen.

2.2.2 Elektrisch

2.2.2.1 Hf-Teil

Der Hf-Generator ist ein in seiner Amplitude elektronisch geregelter Oszillator mit 12 Bereichen. Die Schaltung des Hf-Teils ist in **Bild 76** wiedergegeben. Der besseren Übersicht halber sind

nicht alle 12 Schwingkreise eingezeichnet. Der Oszillator arbeitet in induktiver Dreipunktschaltung. Er besteht aus dem Transistor T 402, dem Drehkondensator C 444 und der jeweils angeschalteten Trimmerkapazität C 406...C 427...C 434 sowie den Spulen L 401...L 412. Im Bereich 1 (10,7 MHz) läßt sich der Oszillator mit 50 Hz wobbeln, in den Bereichen 2 (10,2...11,3 MHz) und 12 (UKW, 50...115 MHz) frequenzmodulieren. Zur Bandspreizung in den Bereichen 1 und 2 dienen die Serienkapazität C 405 || C 457 und C 407, im Bereich 3 eine Parallelkapazität (in Bild 76 nicht mit eingezeichnet). In den Bereichen 3...9 wird induktiv, in den übrigen Bereichen kapazitiv ausgekoppelt.

Der Oszillator-Transistor T 402 wird in Basisschaltung betrieben. Der Arbeitspunkt und damit auch die Frequenzkonstanz wird durch den in der Emitterzuleitung von T 402 liegenden Widerstand R 424 stabilisiert. Dieser bewirkt – ebenso wie der Widerstand R 404 und die gleichliegenden Widerstände im Rückkopplungszweig, daß die Verzerrungen der Oszillatorspannung herabgesetzt werden. Restliche Verzerrungen werden durch zusätzliche Mittel (frequenzabhängige Gegenkopplung, hohe Kreisgüte durch lose Ankoppelung, hochohmigen Eingang der nachgeschalteten Trennstufe T 404 und elektronische Amplitudenregelung) besonders klein gehalten.

Wobbelung und Frequenzmodulation werden mit den Kapazitätsdioden D 401...D 404 durchgeführt. Da hohe Forderungen an den Amplituden- und Phasengang des Frequenzmodulators gestellt werden, ist das Modulationssignal niederohmig über den Emitterfolger T 401, T 403 auf die Diode D 402...D 404 eingekoppelt.

Eine Brückenschaltung (bestehend aus den Dioden D 402, D 403 und der angezapften Wicklung von L 402) verhindert im Bereich 2, daß die Kreisgüte infolge der niederohmigen Einkopplung beeinflußt wird. Das mit der Achse des Drehkondensator C 444 gekoppelte Potentiometer R 422 dient der Hubkorrektur und gleicht die beim Durchstimmen der Frequenz durch die Kapazitätsänderung des Drehkondensators entstehende Hubänderung aus.

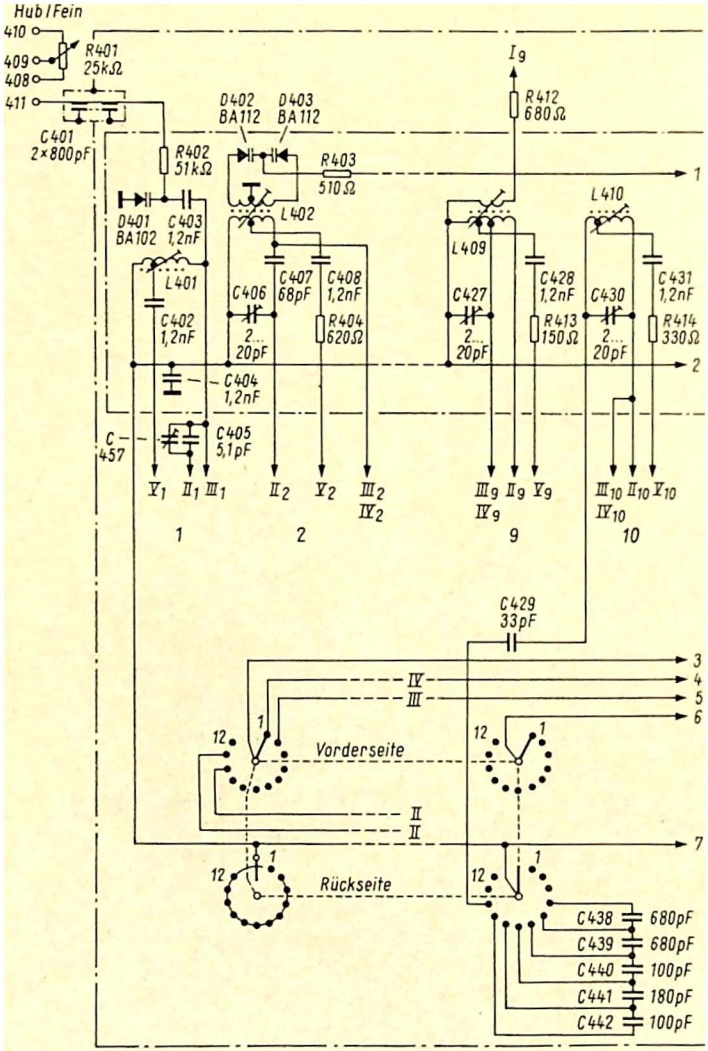
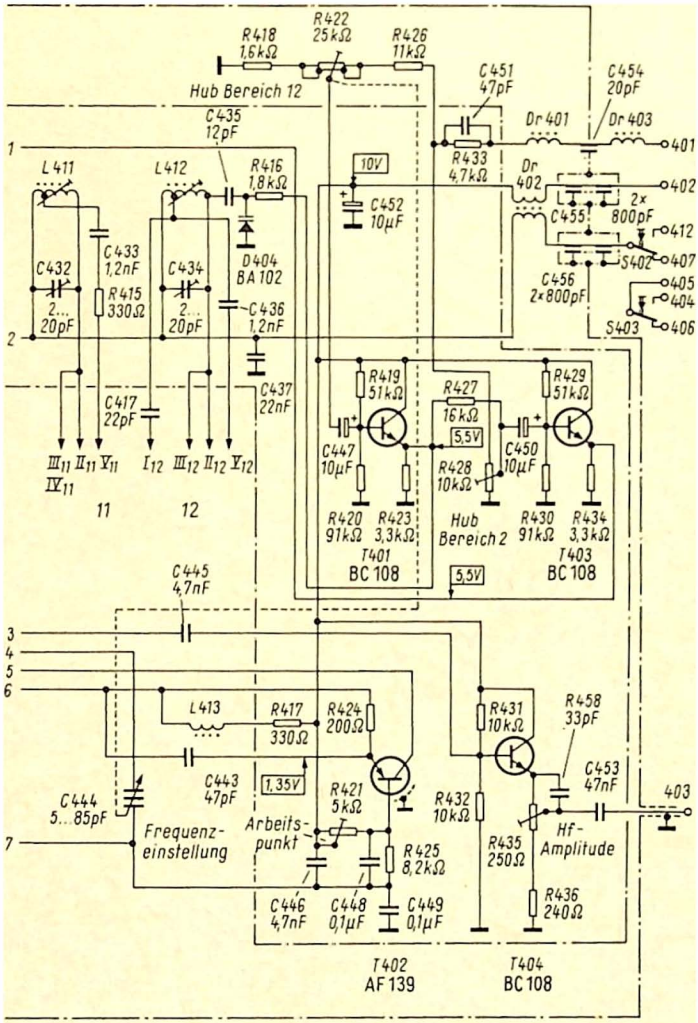


Bild 76 Hf-Teil


R418 1,6kΩ
R422 25kΩ
R426 11kΩ
Hub Bereich 12
C435 12pF
C451 47pF
C454 20pF
Dr 401
Dr 403
401
L411
L412
R416 1,8kΩ
10V
R433 4,7kΩ
Dr 402
402
C452 10µF
C455
2x 800pF
412
C433 1,2nF
C432 2... 20pF
R415 330Ω
C434 2... 20pF
D404 BA 102
C436 1,2nF
S402
407
C456 2x800pF
405
404
406
S403
C437 22nF
R419 51kΩ
R427 16kΩ
R429 51kΩ
C417 22pF
C447 10µF
5,5V
C450 10µF
III11 II11 V11 IV11
I12 III12 II12 V12
11
12
R428 10kΩ
R420 91kΩ
R423 3,3kΩ
Hub Bereich 2
R430 91kΩ
R434 3,3kΩ
T401 BC 108
5,5V
T403 BC 108
C445 4,7nF
3
4
5
6
L413
R417 330Ω
R424 200Ω
R431 10kΩ
R458 33pF
C443 47pF
1,35V
C453 47nF
403
C444 5...85pF
R421 5kΩ
R432 10kΩ
Frequenz-einstellung
Arbeits-punkt
R435 250Ω
Hf-Amplitude
7
R425 8,2kΩ
R436 240Ω
C446 4,7nF
C448 0,1µF
C449 0,1µF
T402 AF 139
T404 BC 108

zu Bild 76

2.2.2.2 Modulator

Auf einer gemeinsamen Druckschaltplatte sind der AM-Modulator, ein Doppel-T-Filter zum Aussieben der Nf-Reste, ein breitbandiger Hf-Verstärker und eine Gleichrichterschaltung zur Anzeige der Oberspannung und Erzeugung der Regelspannung untergebracht.

Der Modulator (**Bild 77**) besteht aus zwei Stufen mit den Transistoren T 301 und T 302. Die eigentliche Modulation des Hf-Signales übernimmt der Transistor T 301 durch Steuerung des Emitterstromes. Die Schaltung des Transistors T 302 ist so ausgeführt, daß das Modulationssignal an der Basis von T 302 den Emitterstrom des Transistors T 301 einprägt. Durch Gegenkopplung mit dem Widerstand R 313 wird temperaturstabilisiert. Durch den Widerstand R 302 erhält man einen konstanten Eingangswiderstand der Modulatorschaltung über den gesamten Frequenzbereich. R 302 bildet außerdem zusammen mit dem Widerstand R 301 den 60-Ω-Abschluß für den Hf-Teil.

Das modulierte Hf-Signal wird in drei Emitterstufen mit den Transistoren T 303, T 304 und T 305 verstärkt. Da alle drei Stufen ähnlich aufgebaut sind, beschreiben wir nur die Endstufe.

Der Widerstand R 327 dient der Stabilisierung des Arbeitspunktes von T 305, der Emitterwiderstand R 326 erzeugt eine Stromgegenkopplung. Die Kapazität des Emitterkondensators C 325 ist so bemessen, daß eine Verminderung der Stufenverstärkung bei den hohen Frequenzen durch Verringerung der Gegenkopplung wieder ausgeglichen wird. Um die Welligkeit im Frequenzgang gering zu halten, enthalten die einzelnen Stufen Emitterkombinationen mit unterschiedlicher Zeitkonstante. Der Hf-Spannungsteiler R 101 (s. Bild 75) bildet mit dem Widerstand R 329 den Arbeitswiderstand.

Vom Kollektor der Endstufe wird über einen Entkopplungswiderstand R 328 das Hf-Signal der Gleichrichteranordnung zugeführt, die in bekannter Weise in Spannungsverdoppelungsschaltung arbeitet.

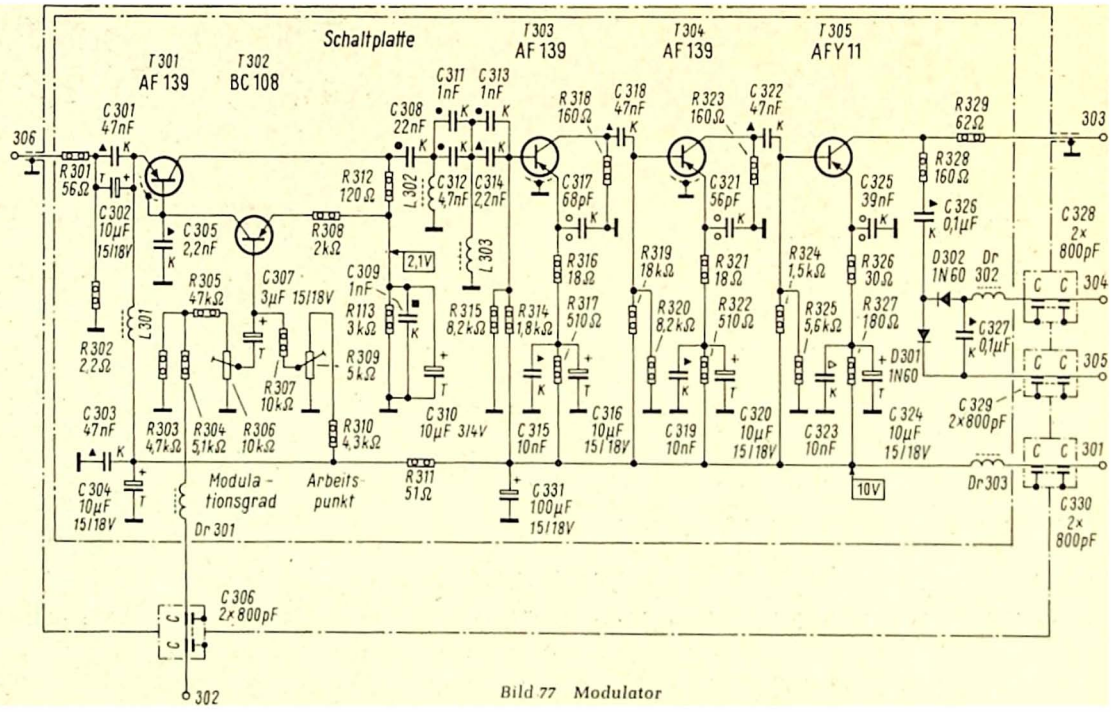


Bild 77 Modulator

2.2.2.3 Verstärker

Auf einer Druckschaltplatte sind der Anzeigeverstärker, der Regelverstärker und der 1000/4000-Hz-Tongenerator untergebracht (**Bild 78**).

Damit Temperatur- und Spannungsschwankungen die Anzeige nur wenig beeinflussen, ist der *Anzeigeverstärker* mit den Transistoren T 204, T 205 und den Widerständen R 218, R 221 als Brücke geschaltet. Das gleichgerichtete Hf-Signal gelangt über Leitung 209 an die Basis des Transistors T 205. An der Basis des Transistors T 204 liegt ein festes Potential. Die hierdurch entstehende Verstimmung der Brücke bewirkt eine Anzeige an dem zwischen den Kollektoren der beiden Transistoren T 204, T 205 befindlichen Instrument J 1, angeschlossen über die Leitungen 214, 215. Der Emitterwiderstand von T 204 ist aufgeteilt in den Widerstand R 219 und das Potentiometer R 6 (s. Hauptschaltbild). Im Zusammenwirken mit dem Druckschalter S 2, der das Signal zum Anzeigeverstärker abschaltet, kann mit dem Potentiometer R 6 die Brücke auf Symmetrie abgeglichen werden.

Der *Regelspannungsverstärker* ist zweistufig und arbeitet mit den Transistoren T 202, T 203 in Emitterschaltung. Das gleichgerichtete Hf-Signal zeigt nicht nur die Oberspannung an, sondern erzeugt auch die Regelspannung. Es gelangt nach Transformation am Transistor T 205 vom niederohmigen Emitter auf die Basis des ersten Transistors T 203. Nach weiterer Verstärkung durch die Transistorstufe T 202 erreicht die Regelspannung über die Leitung 217 den Hf-Teil. Mit dem Trimmerwiderstand R 222 und dem Potentiometer R 215 kann der Gleichspannungspegel und damit die Hf-Amplitude des Oszillators eingestellt werden. Die Silizium-Dioden D 201, D 202, D 203 kompensieren die Temperaturabhängigkeit der Regelspannung.

Der *Tongenerator* T 201 liefert ein Nf-Signal von 1000 Hz und 4000 Hz für die interne Amplituden- und Frequenzmodulation. Er arbeitet als Oszillator mit eigener Rückkopplungswicklung. Seine Frequenz wird im wesentlichen durch die Spule L 201 und die Kapazitäten C 203, C 204 bestimmt. Beim Umschalten mit dem Modulationsartenschalter (S 1 im Hauptschaltbild) von 4000 Hz auf 1000 Hz wird dem Kondensator C 203 die Kapazität

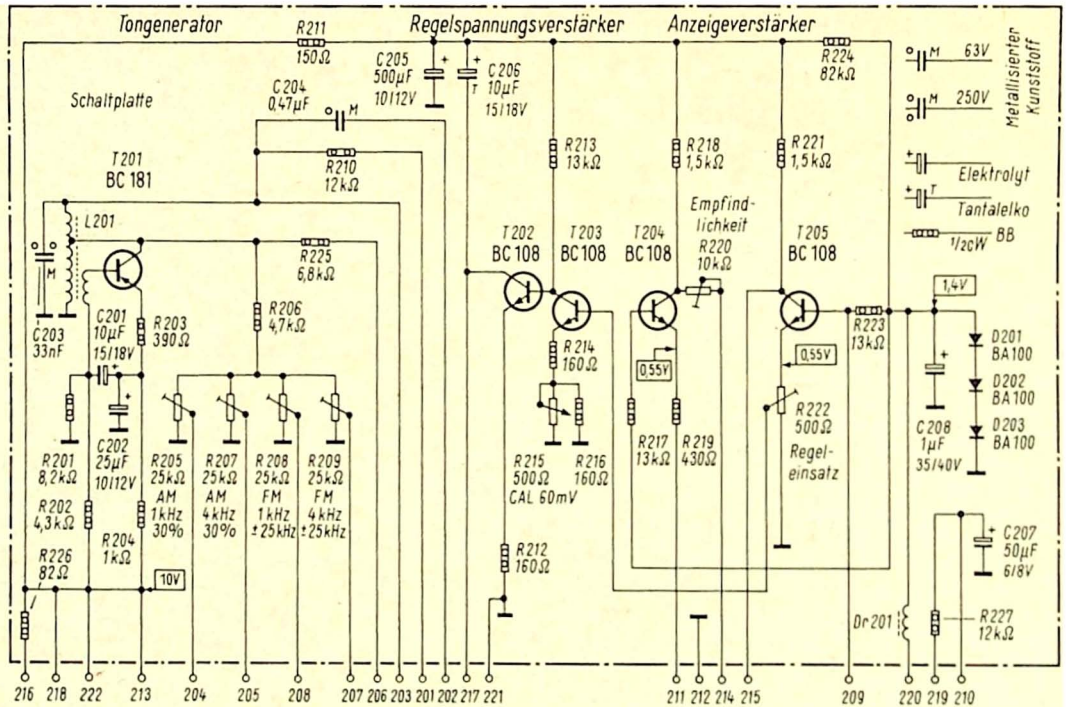


Bild 78 Verstärker

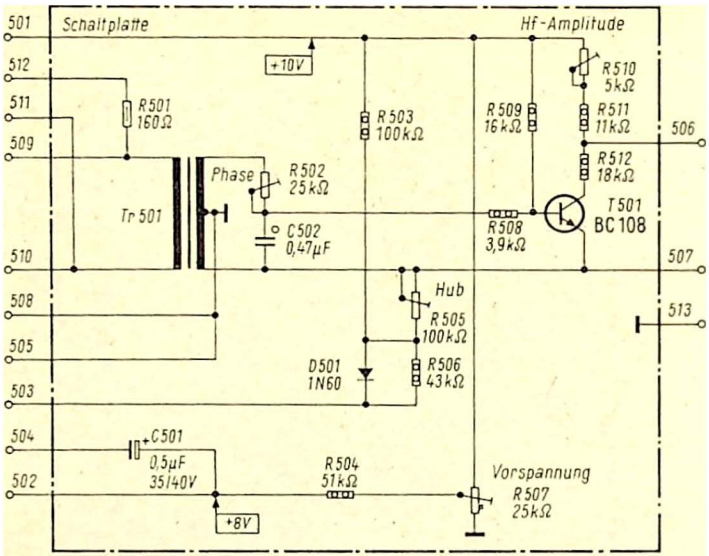


Bild 79 Wobbler

C 204 parallelgeschaltet. Der Widerstand R 210 sorgt für eine konstante Amplitude. Am Kollektor des Transistors T 201 wird das Nf-Signal über die Entkopplungswiderstände R 206, R 225 abgenommen und über den Modulationsartenschalter auf die Modulatoren gegeben. Gleichzeitig steht das Signal an der Buchse „Ext. Mod" zur Verfügung.

2.2.2.4 Wobbler

Auf der Druckschaltplatine des Wobblers (**Bild 79**) befinden sich im wesentlichen die Austaststufe zum Schreiben der Nullinie im nachgeschalteten Elektronenstrahl-Oszillografen während des Strahlrücklaufes, ein phasendrehendes Netzwerk für die Austastspannung und eine Dioden-Widerstandsanordnung zum Linearisieren des Hubs. Die Hochfrequenz führenden Bauelemente (Schwingkreis L 401, Kondensator C 405 und Wobbeldiode D 401) liegen dagegen im Hf-Teil.

Die FM-Zwischenfrequenz im Bereich 1 (linker Drehschalter im Bild 74 bzw. Drehschalter I...V im Bild 76) wird mit 50 Hz Sinusspannung gewobbelt. Diese wird am Übertrager Tr 501 (Leitung 507) entnommen und über das Entzerrernetzwerk D 501, R 503, R 506 zur Linearisierung des Hubes sowie über die Hubregler R 505, Leitungen 503 (Bild 79) und 410 (Bilder 75, 76), R 401 zusammen mit der durch R 507 (Bild 79) einstellbaren Vorspannung der Wobbeldiode D 401 (Bild 76) zugeführt. An denselben Punkten des Übertragers Tr 501 (nämlich 507 und 508) wird die Wechselspannung zur Horizontalablenkung des nachgeschalteten Oszillografen abgenommen. Sie gelangt über den Amplitudenregler R 7 (s. Hauptschaltbild), die Leitung 406, den Schalter S 403 (s. Hf-Teil) und die Leitung 405 an die Buchse „Ext. Mod" (s. Hauptschaltbild). Die für die Austastung erforderliche Phasendrehung gegenüber der Wobbel- und Ablenkspannung übernimmt der Phasenschieber, den die Sekundärwicklung des Übertragers Tr 501 zusammen mit dem Widerstand R 502 und dem Kondensator C 502 bildet. Zum Austasten des Hf-Oszillators wird der Transistor T 501 mit der 50-Hz-Wechselspannung getriggert und die am Kollektor entstehende Rechteckspannung als Betriebsspannung des Oszillators verwendet. Durch Überlagern der Rechteckspannung mit einer durch den Trimmerwiderstand R 510 in der Größe veränderlichen Gleichspannung kann die Amplitude des Hf-Signals eingestellt werden. Bei positiven Rechteckhalbwellen reißt die Oszillatorschwingung ab. Die Nullinie wird auf dem Schirm des nachgeschalteten Oszillografen geschrieben.

2.2.2.5 Spannungsteiler

Die Hf-Ausgangsspannung kann durch Spannungsteiler um insgesamt − 90 dB abgeschwächt werden. Dies geschieht durch den Hf-Spannungsteiler R 101 (s. Hauptschaltbild) stufenlos von 0...− 60 dB und durch Zuschalten des festen Teilers mit S 101 um weitere − 30 dB. Über die Trennkondensatoren C 101, C 102 gelangt die Hf-Ausgangsspannung an die Buchse „Hf-Ausgang".

2.2.2.6 Netzteil

Der Netzteil ist an der Innenseite der Geräte-Rückwand angeordnet und für Netzspannungen von 220 V und 110 V, 50...60 Hz, ausgelegt. Die sekundäre Wechselspannung wird in einem Brük-

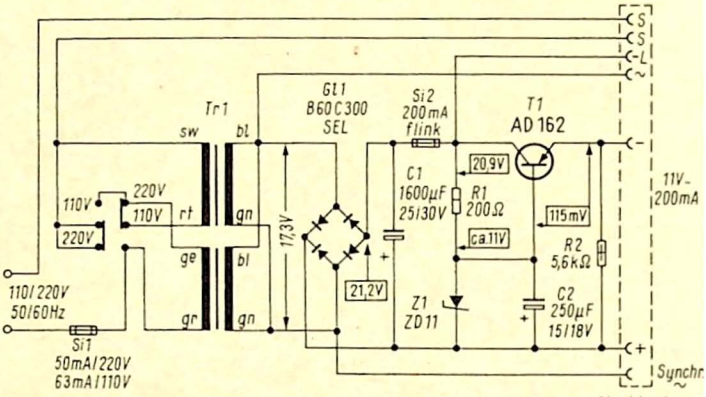


Bild 80 Netzteil

kengleichrichter gleichgerichtet und mit dem Transistor T 1 und einer Zenerdiode Z 1 elektronisch stabilisiert (**Bild 80**). Die abgegebene Gleichspannung beträgt 11 V. Netzspannungsschwankungen von ± 10 % werden ausgeregelt.

3 Rundfunk-Prüfsender für AM, FM mit Wobbler

Frequenzbereiche: 140 kHz...310 kHz; 500 kHz...1650 kHz; 400 kHz...500 kHz; 9,5...12 MHz; 85...110 MHz

Der Rundfunk-Prüfsender RPS 378 (**Bild 81**) ist selbsttragend mit Druckguß-Seitenteilen und Winkellängsprofilen aufgebaut. Das Gerät ist mit dem Netzteil durch ein Mehrfachkabel mit Steckkontakt verbunden. Zwei übersichtliche Skalen erleichtern

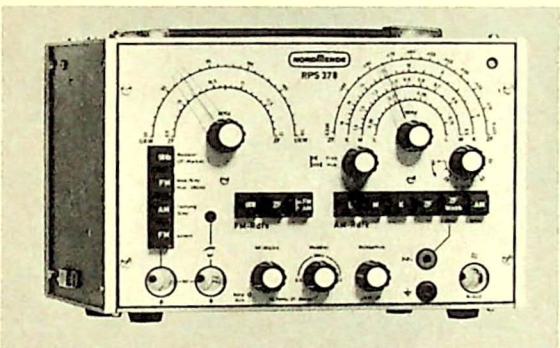


Bild 81 Rundfunk-Prüfsender RPS 378 (Nordmende)

eine genaue Abstimmung für AM und FM. Die Umschaltung auf die einzelnen Betriebsarten wird durch eindeutig beschriftete Drucktasten ausgeführt.

3.1 Blockschaltung

Den prinzipiellen Aufbau des Prüfsenders veranschaulicht **Bild 82**. Der Netzteil versorgt sowohl die AM- als auch die FM-Baugruppe mit Strom. Beide Baugruppen arbeiten auf einem gemeinsamen Hf-Ausgang.

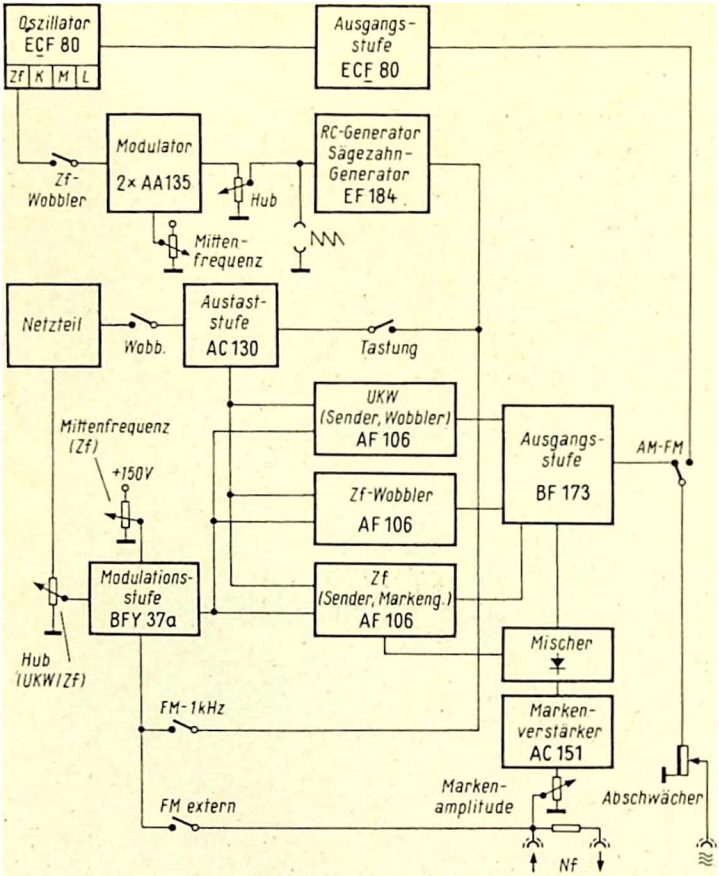


Bild 82 Blockschaltbild

3.2 AM-Teil

Der AM-Teil enthält einen auf die wichtigsten Frequenzen (Lang-, Mittel-, Kurzwelle und AM-Zf) abstimmbaren Prüfsender. Er ist mit Röhren bestückt und als geschlossene Baugruppe im rechten Teil des Gerätes aufgebaut. Als Hf-Oszillator arbeitet

das Triodensystem der Röhre Rö 702 (**Bild 83**) in Anodenbasisschaltung. Die erforderlichen Schwingkreise (Induktivitäten und Kapazitäten) werden durch Drucktasten angeschaltet. Über den Kondensator C 712 gelangt das Hf-Signal an das Steuergitter des Pentodensystems von Rö 702. Dort kann die Nf-Modulation eingekoppelt werden. Außerdem dient dieses Röhrensystem als Trennstufe zwischen Oszillator und Ausgang. Die Pentode Rö 701 arbeitet in den AM-Bereichen sowie im Betriebe des FM-Teiles als RC-Generator und erzeugt eine 1-kHz-Sinus-Spannung. Dieses Nf-Signal läßt sich sowohl zur Eigenmodulation der verschiedenen Hf-Trägerfrequenzen als auch zum AM-Tasten des FM-Zf-Oszillators und des UKW-Oszillators benutzen.

Im Zf-Band 400...500 kHz kann der Oszillator in einer besonderen Schalterstellung auch als Wobbelsender betrieben werden. Hierzu wird der Hf-Generator über die Diodenschaltung D 702, D 703 sägezahnförmig frequenzmoduliert. Die dazu nötige Sägezahnspannung von etwa 25 Hz wird gleichfalls im Röhrensystem Rö 701 erzeugt. Wobbelhub und Mittenfrequenz sind an den Reglern R 714 und R 716 stufenlos einstellbar. Zur externen Ablenkung von Elektronenstrahl-Oszillografen kann dem RPS 378 eine Sägezahnspannung von ca. 25 Hz entnommen werden.

Das Pentodensystem von Rö 702 verstärkt die seinem Steuergitter zugeführten Hf-Signale, die über den AM-FM-Schalter an den regelbaren Hf-Ausgang gelangen. Falls im Prüfsenderbetrieb ein moduliertes Signal gewünscht wird, so kann die Hochfrequenz in der Ausgangsstufe – gesteuert vom 1-kHz-Signal des RC-Generators – amplitudenmoduliert werden.

3.3 FM-Teil

Wie bereits aus dem Blockschaltbild (Bild 82) ersichtlich, sind im FM-Teil drei getrennte Oszillatoren enthalten. Zwei arbeiten als 50-Hz-Wobbler und zwei als Marken-Generatoren bzw. Prüfsender. **Bild 84** (siehe Klapptafel nach Seite 176) gibt die Schaltung des durchweg mit Halbleitern bestückten FM-Teils einschließlich des Netzteils wieder.

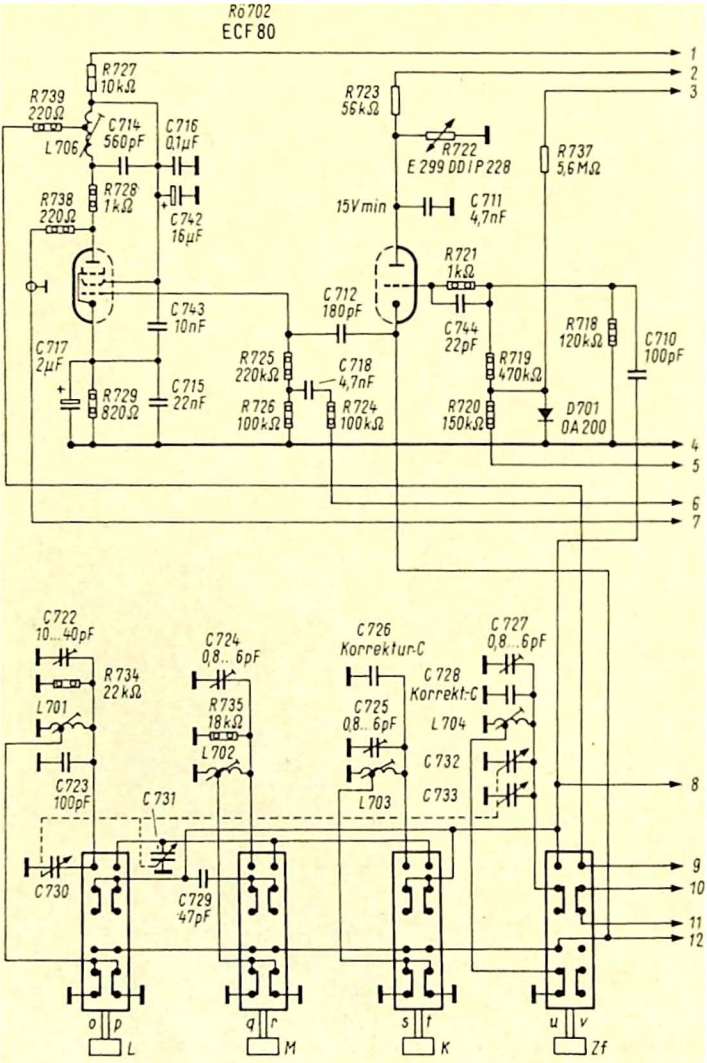
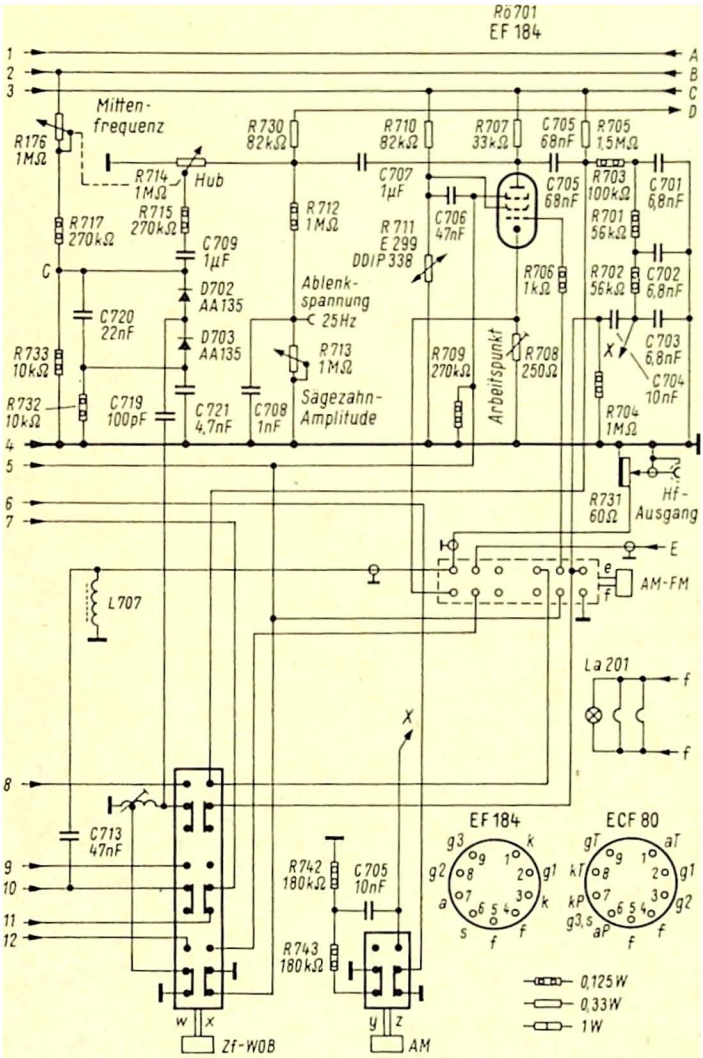


Bild 83 AM-Teil


Rö 701
EF 184
Mitten-
frequenz
R176
1MΩ
R714
1MΩ
Hub
R715
270kΩ
R717
270kΩ
C709
1µF
D702
AA135
D703
AA135
C720
22nF
R733
10kΩ
R732
10kΩ
C719
100pF
C721
4,7nF
R730
82kΩ
R712
1MΩ
Ablenk-
spannung
25Hz
R713
1MΩ
C708
1nF
Sägezahn-
Amplitude
R710
82kΩ
C707
1µF
R711
E 299
DDIP 338
C706
47nF
R709
270kΩ
Arbeitspunkt
R708
250Ω
R706
1kΩ
R707
33kΩ
C705
68nF
C705
68nF
R705
1,5MΩ
R703
100kΩ
R701
56kΩ
R702
56kΩ
C701
6,8nF
C702
6,8nF
C703
6,8nF
C704
10nF
R704
1MΩ
R731
60Ω
Hf-
Ausgang
E
AM-FM
L707
La 201
C713
47nF
R742
180kΩ
C705
10nF
R743
180kΩ
EF 184
ECF 80
0,125W
0,33W
1W
Zf-WOB
AM

Zu Bild 83

3.3.1 *UKW-Sender*

Die Transistorstufe T 901 arbeitet im UKW-Bereich als Hartley-Oszillator, und zwar wahlweise als durchstimmbarer Prüfsender oder als Wobbeloszillator. Die Frequenz wird mit dem Drehkondensator C 922 abgestimmt bzw. im Wobbelbetrieb über die Kapazitätsdiode D 901 frequenzmoduliert. Diese Diode ist mit etwa 24 V in Sperrichtung vorgespannt und wird über den Modulationsverstärker T 401 mit einem 50-Hz-Signal bzw. einem 1-kHz-Signal bei FM-Modulation gesteuert.

Außer dem intern erzeugten 1-kHz-Signal läßt sich auch über die Nf-Eingangsbuchsen extern eine Modulationsspannung zuführen.

3.3.2 *FM-Zf-Oszillatoren*

Damit es möglich wird, bei Wobbelkurven gleichzeitig die erforderliche Frequenzmarke zu erzeugen, sind für den FM-Zf-Bereich zwei Oszillatoren vorgesehen. Der Wobbel-Generator arbeitet mit dem Transistor T 601 in Hartley-Schaltung. Die Frequenzmodulation übernehmen die Dioden D 601 und D 602, sie werden von dem Signal des Modulationsverstärkers T 401 gesteuert. Über eine Gleichspannung sind im Normalbetrieb beide Dioden gesperrt. Die überlagerte Nf-Modulationsspannung und das Hf-Signal des Oszillators führen zu einer Stromflußwinkelsteuerung, sie erzeugt in einer Halbwelle des anliegenden 50-Hz-Wobbelsignals über den differenziellen Innenwiderstand der Dioden eine Kapazitätsänderung und damit eine Frequenzmodulation im Resonanzkreis L 601, C 607 und C 603. Das Hf-Ausgangssignal gelangt über R 609 und C 302 auf die Ausgangsstufe T 301 und wird von dort nach Verstärkung über ein angepaßtes π-Glied an den Ausgang gegeben.

Die Markenerzeugung übernimmt der Prüfsender T 902. Er befindet sich in der gleichen Baugruppe wie der UKW-Sender T 901. Mit dem Drehkondensator C 923 wird die Frequenz nach der auf der Frontplatte angeordneten, geeichten Skala im FM-Zf-Bereich abgestimmt. Parallel zum Schwingkreis ist eine Kapazitätsdiode D 902 geschaltet, über die der Sender frequenzmoduliert werden kann. Sie ist mit etwa 24 V in Sperrichtung vorge-

spannt. Als Modulationssignal läßt sich sowohl das intern erzeugte 1-kHz-Nf-Signal als auch ein extern zugeführtes Nf-Signal verwenden. Die Hf-Ausgangsspannung erreicht als aktives Hf-Signal über die Ausgangsstufe T 301 im Prüfsenderbetrieb den Ausgang des RPS 378. Sie gelangt jedoch auch über eine Gegentakt-Diodenmischung an den Markenverstärker T 302.

3.3.3 Modulationsstufe

Wie bereits erwähnt, werden sowohl die 50-Hz-Wobbelsignale als auch die erforderlichen FM-Signale über die Modulationsstufe auf die jeweiligen FM-Generatoren gekoppelt. Im Prüfsenderbetrieb wird das intern erzeugte 1-kHz-Signal zur Modulation über die Mod-Taste auf die Basis des Transistors T 401 geschaltet. Soll extern moduliert werden, so gelangt das zugeführte Nf-Signal über den Schalter „FM extern" und den Kondensator C 405 ebenfalls an die Basis des Modulationstransistors T 401 und von dort weiter auf die Kapazitätsdiode D 901 im UKW-Sender bzw. D 902 im Zf-Sender-Markengeber. Über die Zenerdiode D 402 werden beide Kapazitätsdioden negativ vorgespannt.

3.3.4 Ausgangsstufe und Markenverstärker

In der Ausgangsstufe werden die Hf-Signale sämtlicher FM-Generatoren über T 301 zusammengeführt. Diese Stufe wirkt als Trenn- oder Verstärkerstufe zwischen dem Hf-Ausgang und den einzelnen Generatoren. Sie verhindert damit Rückwirkungen der Belastung auf die Oszillatoren und arbeitet gleichzeitig für die Prüfsender im FM-Zf- und UKW-Band sowie auch für die Wobbelgeneratoren als Ausgangsverstärker. Im FM-Zf-Band wird der Transistor T 301 in Emitterschaltung betrieben. Die Anpassung an den Ausgang übernimmt der Übertrager L 303. Im UKW-Bereich arbeitet der Verstärker in Basisschaltung, L 303 bildet dann zusammen mit dem Kondensator C 305 ein an den Ausgang angepaßtes π-Glied.

Ein Teil des Hf-Ausgangssignals wird der Ausgangsstufe über L 304 zur Markierung im Zf-Wobbelbereich entnommen und auf den Gegentaktübertrager L 305 gegeben. In den Dioden D 301

und D 302 findet die Mischung mit dem Wobbelsignal statt, gesteuert durch das Hf-Signal des Hf-Markengebers. Die so entstehende Schwebungsmarke wird über einen Tiefpaß (R 314, C 308, R 312, C 307) soweit beschnitten, daß die Frequenzmarke auch bei schmalbandigen Kreisen genügend scharf bleibt. Durch eine Hochpaßankopplung über C 306 an die Basis des Nf-Markenverstärkers wird außerdem erzielt, daß bei der Nullfrequenzschwebung eine kleine Lücke entsteht, die für das Markieren oft ein besseres Auswerten ermöglicht. Die Nf-Marken werden am Kollektor von T 302 entnommen und können durch R 318 in ihrer Amplitude geregelt werden.

3.3.5 Netzteil und Austaststufe

Der Netzteil ist für zwei unterschiedliche Gleichspannungen ausgelegt, einmal für die röhrenbestückte Baugruppe in der AM-Einheit (150 V über die Leitung B) und zum anderen für die Transistorbaugruppe des FM-Teiles (12 V). Beide Gleichspannungen sind entweder durch Röhren oder Zenerdioden teilstabilisiert. Für den Betrieb des 50-Hz-Wobbeloszillators wird vom Netzteil eine Gegentaktspannung aus der Wicklung 9, 10, 11 des Transformators Tr 201 geliefert. In zwei voneinander unabhängigen Phasenschiebern (R 414 und R 420) lassen sich die Signale für Wobbel- und Austastspannung phasenrichtig einstellen und an die Oszillatoren weitergeben. Der hochohmige Widerstand R 415 hinter dem Phasenschieber ist vorgesehen, damit keine Rückwirkungen auf die Phaseneinstellung entstehen (z. B. bei Hubänderungen an dem Einsteller R 416). Für das Austasten einer Halbwelle im Wobbelbetrieb wird das phasenrichtig eingestellte 50-Hz-Signal über R 418 und die Wobbeltaste auf die Basis der Austaststufe T 402 gegeben. Dabei wird für den jeweils mit dem UKW- bzw. Zf-Schalter gewählten Generator die 12-V-Speisespannung periodisch ausgetastet. Dadurch erscheint im Wobbelbetrieb während des Strahlrücklaufes die Nullinie auf dem Bildschirm des Elektronenstrahl-Oszillografen.

Außer der 50-Hz-Tastung können der Zf-Markengenerator und der UKW-Sender mit 1 kHz getastet werden. Diese Betriebsart ist beim Abgleich von Diskriminatoren auf AM-Minimum von Bedeutung.

4 Transistorbestückter Service-Fernsehgenerator

Für den Service an Fernsehempfängern, die nach dem CCIR-System arbeiten, hat Philips diesen Generator unter der Typenbezeichnung PM 5500 E herausgebracht. Das Gerät liefert eine Trägerwelle, die nach Wahl auf drei Kanäle in Band I und auf sieben Kanäle in Band III eingestellt werden kann. Die Trägerwelle läßt sich mit vier verschiedenen Videosignalen oder einem Tonsignal modulieren. Zum Anschluß an Fernsehgeräte wird dem Generator ein Kabel mit einem Anpassungsnetzwerk beigegeben.

4.1 Blockschema

In **Bild 85** ist ein Blockschema des Generators wiedergegeben. Der *Speiseteil* liefert eine stabilisierte Gleichspannung von −12 V und eine Wechselspannung von etwa 175 V. Das *Zeilensynchronisiersignal* sowie der *Vertikalbalken-Generator* und der

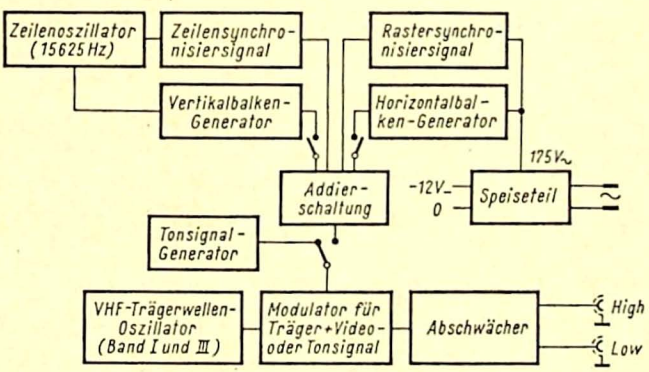


Bild 85 Blockschaltbild des transistorbestückten Service-Fernsehgenerators PM 5500 E

Horizontalbalken-Generator bestehen aus je einem Impulsformer und einem astabilen Multivibrator (s. 8.2.2.3). Zur Erzeugung des *Rastersynchronisiersignales* ist ein Rechteckwellenformer mit einem differenzierenden Netzwerk vorhanden. In der *Addierschaltung* werden die Synchronisier- und Kunstbildsignale zwecks Erhalt des vollständigen Videosignales aufgezählt. Der *Tonsignalgenerator* besteht aus einem Nf-Oszillator (1000 Hz) und einem Hf-Oszillator (5,5 MHz). Der *VHf-Trägerwellenoszillator* läßt sich für die oben genannten Fernsehkanäle in Band I und III einstellen. In dem *Modulator* wird die Trägerwelle mit dem Videosignal oder mit dem Tonsignal moduliert. Der *Abschwächer* enthält ein Netzwerk. An den Buchsen High (hoch) und Low (tief) kann die Ausgangsspannung abgenommen werden.

4.2 Funktionsbeschreibung der Schaltung

4.2.1 Speiseteil

Die Spannung der Sekundärwicklung S 3 des Netztransformators T 1 (**Bild 86**) gelangt nach Zweiweggleichrichtung durch GR 13 und GR 14 und Glättung durch die Elektrolytkondensatoren C 37 und C 38 in den Stabilisierteil. Dieser besteht aus

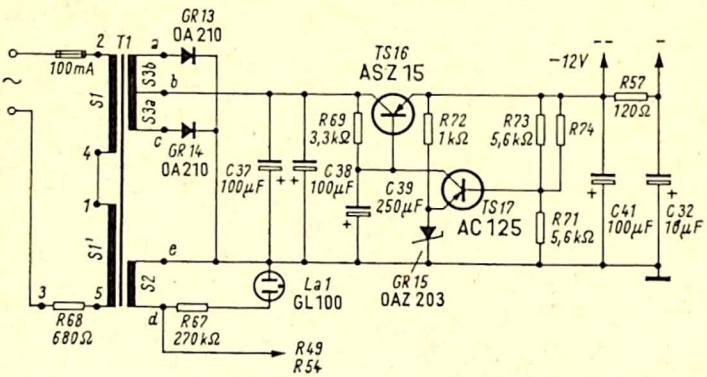


Bild 86 Schaltung des Speiseteils

dem Durchlaßtransistor TS 16 und dem Verstärkungstransistor TS 17, der als Bezugsquelle die Zenerdiode GR 15 hat.

Die Ausgangsspannung wird durch den Spannungsteiler R 71 + R 73 bestimmt. Der R 73 parallel liegende Widerstand R 74 dient zum Ausgleich auf den genauen Spannungswert für die Basis des Transistors TS 17.

Die Wechselspannung der Sekundärwicklung S 2 wird für die Steuerung der Schaltung für das Teilbildsynchronisiersignal, den Horizontalbalken-Generator und zugleich als Speisung der Anzeigelampe La 1 benutzt.

4.2.2 Zeilenoszillator

Der Zeilenoszillator TS 1 (**Bild 87**) ist ein auf 15 625 Hz eingestellter Colpitts-Oszillator, dessen Ausgangssignal die Generatoren für das Zeilensynchronisiersignal und die Vertikalbalken steuert.

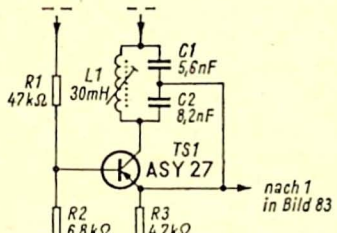


Bild 87
Zeilenoszillator

4.2.3 Zeilensynchronisiersignal

Das von TS 1 kommende Ausgangssignal wird der Verstärkerstufe TS 2 (**Bild 88**) zugeführt und übersteuert diesen Transistor derart, daß am Kollektor von TS 2 eine Rechteckspannung von nahezu 12 V_{ss} entsteht (**Bild 89**). Nach Differenzierung von C 4 und R 7 wird diese Spannung dazu benutzt, den astabilen Multivibrator TS 3 – TS 4 zu triggern.

Dieser Multivibrator hat zwei weit auseinanderliegende Ruhezeiten, die selbstschwingend ca. 5 µsec und ca. 80 µsec betragen.

Der Triggerimpuls unterbricht die lange Periode dann (nach etwa 59 µsec), wenn die Zeitdauer beider Impulse zusammen

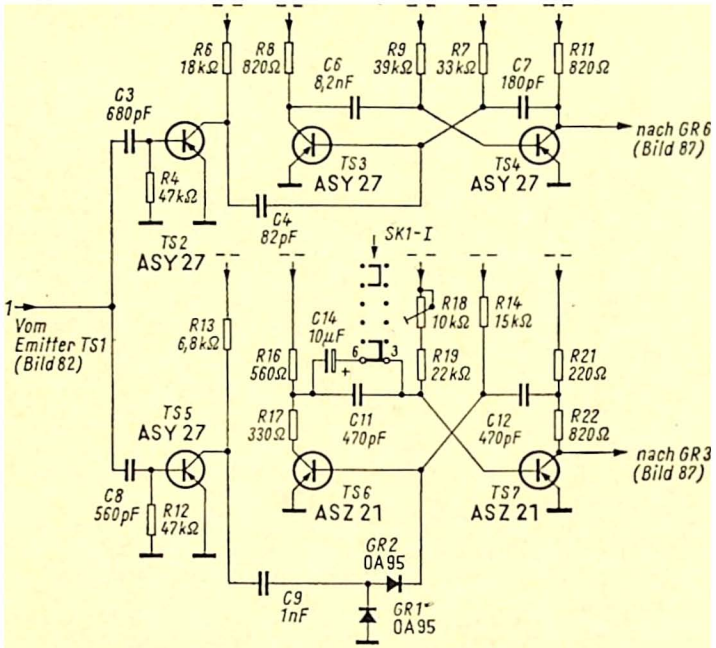


Bild 88 Zeilensynchronisierung und Vertikalbalken-Generator

64 µsec beträgt. Die 5-µsec-Impulse liefern in der Aufzählschaltung (Addierschaltung) die Zeilensynchronisierimpulse.

4.2.4 Vertikalbalken-Generator

Auch der Transistor TS 5 (Bild 88) wird vom Zeilenoszillator dermaßen übersteuert, daß an seinem Kollektor ein Rechtecksignal entsteht (**Bild 90**). Durch Differenzierung von C 9 und R 14, die GR 1 als Niveaudiode haben, bildet sich die steile Vorderflanke dieses Signals aus. TS 6 und TS 7 arbeiten als astabiler Multivibrator. TS 6 wird von der Vorderflanke der differenzierten Impulse gesperrt und öffnet nach dem Wegfall der Impulse wieder.

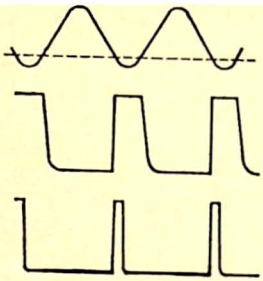


Bild 89 Spannungsformen der Zeilensynchronisierung

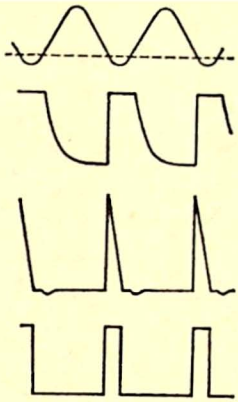
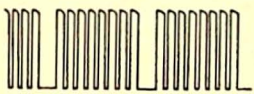


Bild 90 Spannungsformen der Zeilenunterdrückung

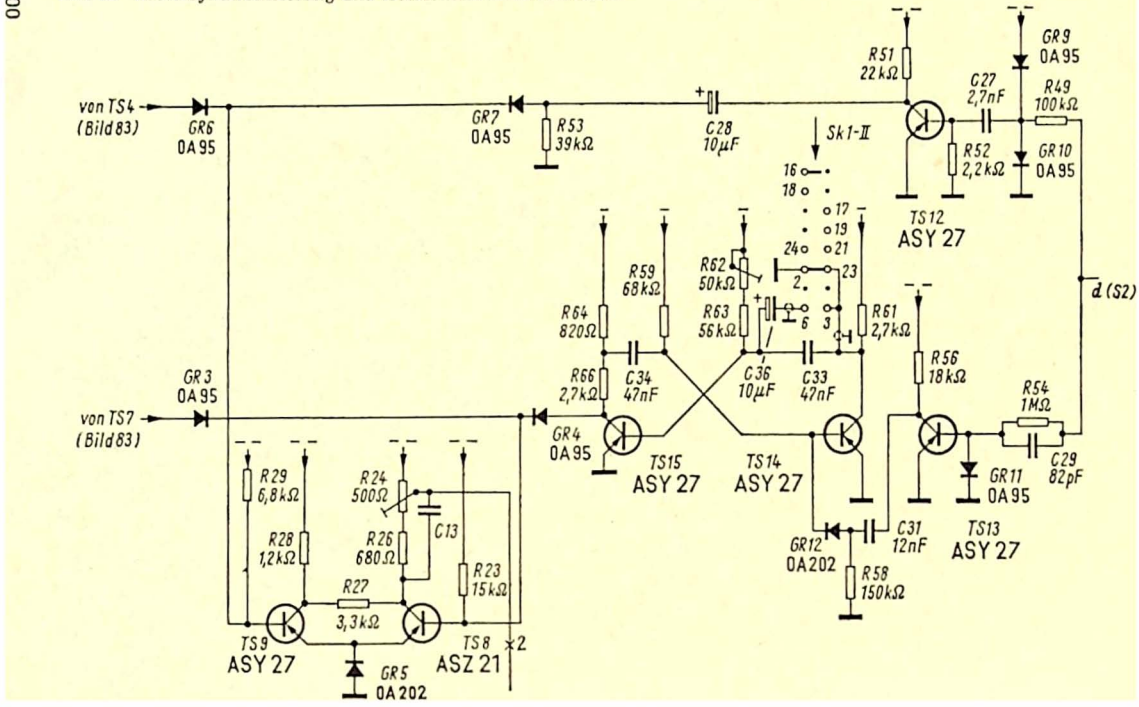
Bild 91 Spannungsform (Zeilenunterdrückung + vertikale Balken)



In den Stellungen „schwarzes Bild" und „horizontale Balken" liegt C 14 in der Multivibratorschaltung parallel zu C 11, wodurch nur die Steuerimpulse (auf der Basis von TS 6) Ausgangsimpulse (auf den Kollektor von TS 7) liefern. Durch diese Ausgangsimpulse entstehen in der Addierschaltung die Zeilenaustastimpulse.

In den Stellungen „Vertikalbalken" und „Blöcke" ist C 14 abgeschaltet. In den Perioden zwischen den Steuerimpulsen auf der Basis von TS 6 arbeiten TS 6 und TS 7 als selbstschwingender Multivibrator. Die dann entstehenden Impulse (**Bild 91**) bilden nach der Addierschaltung die vertikalen Balken. Der Multivibrator arbeitet mit einer Asymmetrie von 1 : 4, wodurch die weißen Balken viermal breiter als die schwarzen Balken sind. An dem veränderbaren Widerstand R 18 können sieben, acht oder neun weiße Balken eingestellt werden.

Bild 92 Rastersynchronisierung und Horizontalbalken-Generator



4.2.5 Rastersynchronisiersignal

Die der Wicklung S 2 von T 1 (Bild 86) entnommene hohe Wechselspannung wird von dem Widerstand R 49 und den Dioden GR 9 und GR 10 (**Bild 92**) in eine Rechteckspannung von ca. 12 V_{ss} umgewandelt (**Bild 93**). C 27 und R 52, zu denen die Eingangsimpedanz von TS 12 parallel steht, differenzieren diese

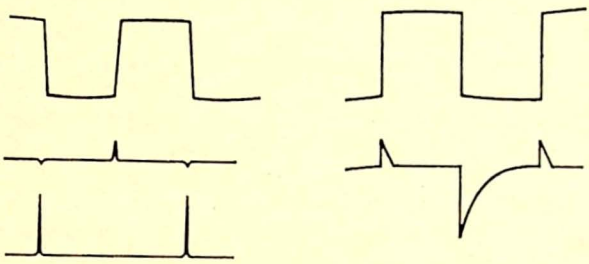


Bild 93 Spannungsformen der Teilbildsynchronisierung

Rechts: Bild 94 Spannungsformen der Teilbildaustastung

Rechteckspannung. Die negativen Impulse steuern TS 12 auf, so daß am Kollektor dieses Transistors positive Impulse entstehen. Diese Impulse liefern in der Addierschaltung die Teilbildsynchronimpulse.

4.2.6 Horizontalbalken-Generator

Die von der Wicklung S 2 kommende hohe Wechselspannung übersteuert den Transistor TS 13 (Bild 92) derart, daß an seinem Kollektor eine Rechteckspannung nach **Bild 94** entsteht. Auch diese Spannung wird differenziert, und zwar hier von C 31 und R 58 (Bild 92). Die Diode GR 12 läßt jedoch nur die positiven Spitzen durch. Diese Spitzen sperren den Transistor TS 14 des Multivibrators TS 14 – TS 15, so daß sich TS 14 erst nach dem Wegfallen der Impulse öffnet.

In der Stellung „schwarzes Bild" ist der Kollektor von TS 14 mit Erde verbunden, und in der Stellung „Vertikalbalken" liegt

C 36 mit seiner hohen Kapazität von 10 µF in der Multivibratorschaltung. Dadurch liefern nur die Steuerimpulse auf der Basis von TS 14 Ausgangsimpulse auf dem Kollektor von TS 15. Diese Ausgangsimpulse lassen in der Aufzählschaltung die Teilbildaustastimpulse entstehen.

In den Stellungen „Horizontalbalken" und „Blöcke" ist C 36 abgeschaltet. TS 14 und TS 15 arbeiten in den Perioden zwischen den auf die Basis von TS 14 gelangenden Steuerimpulsen als selbstschwingender Multivibrator. Die alsdann entstehenden Impulse (**Bild 95**) bilden nach der Addierschaltung die horizontalen

Bild 95 Spannungsform (Teilbildaustastung + Horizontalbalken)

Balken. Auch in diesem Multivibrator ist eine Asymmetrie von 1 : 4 zustandegebracht, wodurch die weißen Balken viermal breiter als die schwarzen Balken sind. Mit dem veränderbaren Widerstand R 62 kann die Zahl der weißen Balken auf fünf, sechs oder sieben eingestellt werden.

4.2.7 Addierschaltung

Die Basen der Transistoren TS 8 und TS 9 (Bild 92) erhalten über die Widerstände R 23 und R 29 die Spannung von −12 V. Dadurch sind beide Transistoren leitend, solange der Schaltung keine Signale zugeführt werden. Zwischen Basis und Emitter beträgt die Spannung dann ungefähr — 0,2 V.

Testsignale bzw. Synchronisiersignale können TS 8 und TS 9 sperren. Dies geschieht, wenn die Anoden der Dioden GR 3, GR 4, GR 6 und GR 7 auf eine höhere Spannung als ihre Katoden zu liegen kommen, wodurch die Dioden leitfähig werden. Da die zugeführten Signale jedoch Spannungen zwischen — 12 V und 0 V besitzen, werden die Dioden nicht ohne weiteres oder nur zum Teil leitend und sperren nicht immer die Transistoren. Deshalb liegt auch noch die Diode GR 5 in der Schaltung, die den Emittern eine Vorspannung etwa −0,5 V erteilt. Die Basen haben dann im leitenden Zustand eine Spannung von — 0,7 V ge-

genüber 0. Nunmehr können die Dioden GR 3, GR 4, GR 6 und GR 7 die Transistoren TS 8 und TS 9 völlig sperren.

In der Addierschaltung ergeben sich folgende drei Zustände:

1. Beide Transistoren TS 8 und TS 9 sind leitend. Der Kollektor von TS 8 führt dann eine Spannung von etwa — 0,7 V.

2. TS 8 ist gesperrt und TS 9 ist leitend. Die Spannung auf dem Kollektor von TS 9 beträgt ca. — 9 V, sie liegt durch den Spannungsteiler R 24, R 26 und R 27 zwischen — 12 V und — 0,7 V.

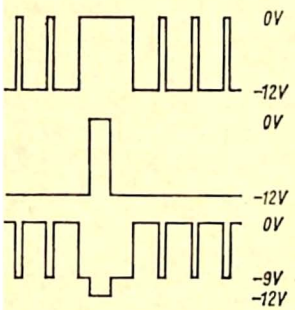
3. Beide Transistoren sind gesperrt.

Der Kollektor von TS 8 führt eine Spannung von etwa — 11,3 V. Tritt während eines Rastersynchronisierimpulses ein Zeilensynchronimpuls auf, so ist der Transistor TS 9 von dem Teilbildsynchronisierimpuls bereits gesperrt, und der Zeilensynchronimpuls kann die Schaltung nicht mehr beeinflussen. Hierdurch findet während eines Teilbildsynchronimpulses auch keine Zeilensynchronisierung statt.

Bild 96 zeigt die Aufzählung der Horizontalbalken und Teilbildsynchronisierimpulse. Eine ähnliche Figur entsteht für die Aufzählung der Vertikalbalken mit den Zeilensynchronisierimpulsen.

Mit dem Modulationswahlschalter (SK 1) kann man folgende Bildmuster auswählen:

Position 1. Schwarzes Bild. Die Generatoren für die Horizontal- und die Vertikalbalken sind gesperrt. Der Kollektor von



Links: Bild 96 Aufzählung von Horizontalbalken und Teilsynchronimpulsen

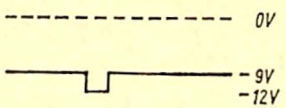


Bild 97
Bildsignal bei schwarzem Bild

TS 14 liegt an Masse, so daß die Impulse auf der Basis von TS 14 die Basis von TS 15 nicht erreichen. Durch die Gleichstromeinstellung (R 62 und R 63) bleibt TS 15 jedoch in leitendem Zustand.

TS 8 befindet sich wegen der niedrigen Kollektorspannung von TS 15 in nicht leitendem Zustand.

TS 9 wird durch die Synchronisierimpulse abwechselnd leitend und nicht leitend. Die Spannung auf dem Kollektor von TS 8 ist in **Bild 97** dargestellt.

Position 2. Horizontalbalken. Der Horizontalbalken-Generator (TS 13, TS 14, TS 15) liefert das Kunstsignal. Der Vertikalbalken-Generator (TS 5, TS 6, TS 7) ist gesperrt. Der Multivibrator TS 6 – TS 7 ist als Verstärker für die Weitergabe der Zeilenunterdrückungsimpulse geschaltet.

Position 3. Vertikalbalken. Hier erzeugt der Vertikalbalken-Generator (TS 5, TS 6, TS 7) das Kunstsignal, während der Horizontalbalken-Generator gestoppt ist. Für die Weitergabe der Teilbildaustastimpulse ist der Multivibrator TS 14 – TS 15 als Verstärker geschaltet.

Position 4. Blockmuster. Horizontal- und Vertikalbalken-Generator liefern ein Kunstsignal, aus dem in der Addierschaltung (TS 8, TS 9) das Blockmuster gebildet wird.

4.2.8 Tonsignal

Der Generator für das Tonsignal besteht aus einem auf 1000 Hz abgestimmten RC-Oszillator (TS 11) und einem auf 5,5 MHz eingestellten Colpitts-Oszillator (TS 10) (**Bild 98**). Der RC-Oszillator steuert die Diode GR 8, eine Siliziumdiode mit einer spannungsabhängigen Kapazität. Die Kapazitätsänderungen wirken auf den LC-Kreis des Colpitts-Oszillators, wodurch das 5,5-MHz-Signal mit dem 1000-Hz-Signal frequenzmoduliert wird.

Der Koppelkondensator C 21 ist so bemessen, daß ein Frequenzhub (Δf) von mehr als 50 kHz erhalten wird. Dreht man den Modulationswahlschalter SK 1 in die Position 5 (tune bzw. Ton), so bildet sich die Tonträgerwelle durch Mischung des frequenzmodulierten Signals mit der Hf-Trägerwelle.

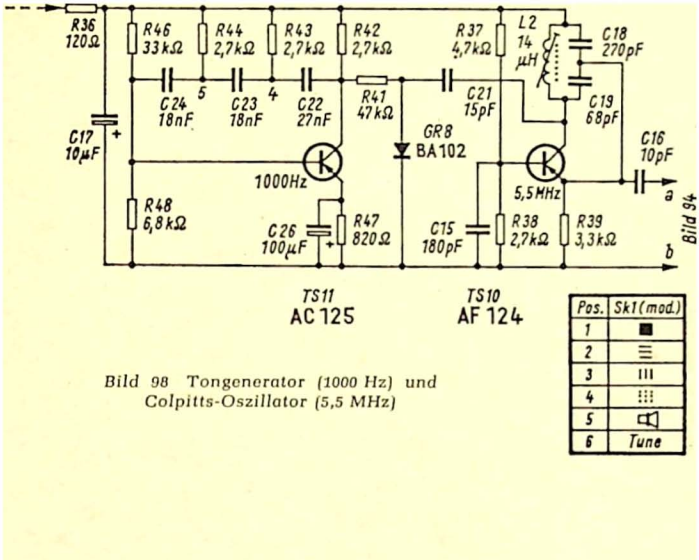


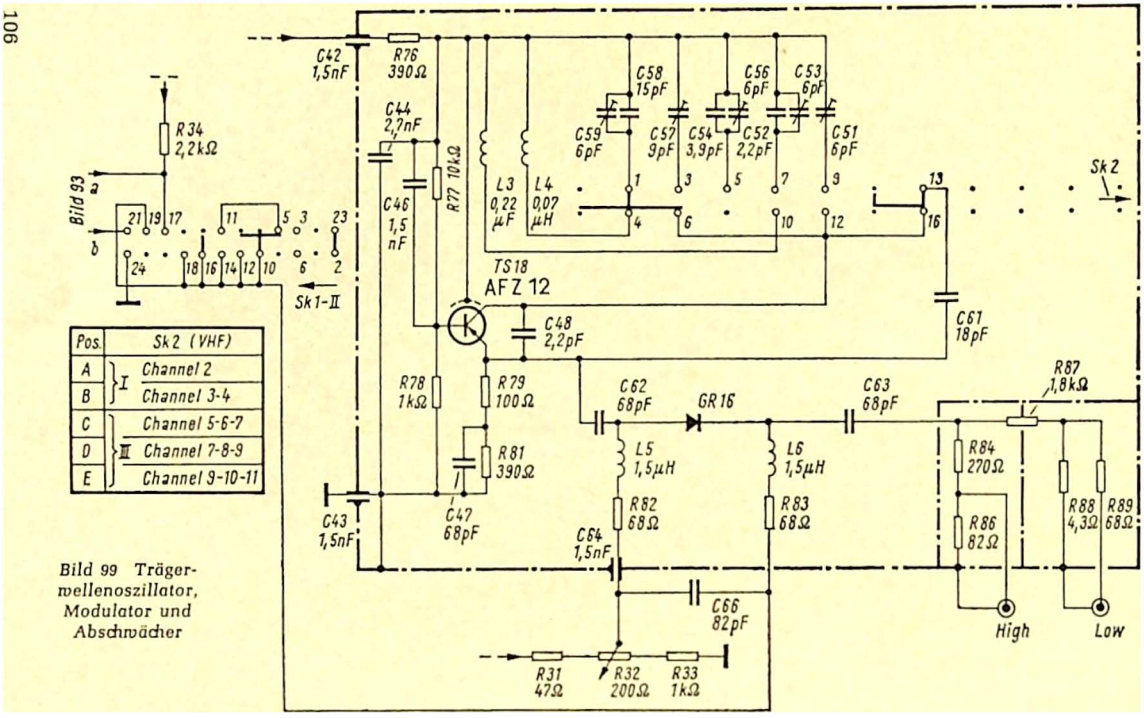
Bild 98 Tongenerator (1000 Hz) und Colpitts-Oszillator (5,5 MHz)

4.2.9 *VHF-Trägerwellenoszillator*

Dieser Generator besteht aus dem Transistor TS 18 in Basisschaltung (**Bild 99**), einem umschaltbaren LC-Kreis in der Kollektorleitung und einem Rückkopplungskondensator C 48 zwischen Kollektor und Emitter. In Band I wird C 61 noch parallel zum Rückkopplungskondensator geschaltet. Mit dem Kanalwahlschalter Sk 2 lassen sich fünf feste Frequenzen wählen, die mit den von außen erreichbaren Trimmern (C 51, C 53, C 56, C 57, C 59) eingestellt werden können.

4.2.10 *Modulator und Abschwächer*

Im Rhythmus des Video- oder Tonsignals wird die Diode GR 16 mehr oder weniger leitend (Bild 99). Hierdurch wird die Trägerwelle mit diesem Signal amplitudenmoduliert. Die modulierte Trägerwelle kann über die Abschwächer (R 84, R 86 bzw. R 87, R 88, R 89) den Buchsen High und Low entnommen



Pos.		Sk2 (VHF)
A	I	Channel 2
B	I	Channel 3-4
C	II	Channel 5-6-7
D	II	Channel 7-8-9
E	II	Channel 9-10-11

Bild 99 Trägerwellenoszillator, Modulator und Abschwächer

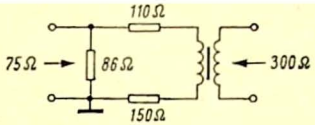


Bild 100 Schaltung des Anpassungsnetzwerkes

werden. Die Ausgangsimpedanz beträgt dann 75 Ω. Dem Gerät wird ein Meßkabel mit Anpassungsnetzwerk für Anpassung von 75 Ω unsymmetrisch an 300 Ω symmetrisch beigegeben, dessen Schaltung **Bild 100** zeigt.

5 Bildmustergenerator

Der Bildmustergenerator SG 4 der Grundig-Werke ist durchweg mit Halbleitern (Transistoren und Dioden) bestückt und in seinen technischen Daten den Erfordernissen des Fernseh-Service angepaßt. Er stellt gewissermaßen einen Werkstatt-Fernsehsender dar, eignet sich durch seine Handlichkeit und sein geringes Gewicht (6 kg) außerdem aber gut für den Außendienst.

Mit diesem Gerät lassen sich die einzelnen Übertragungsstufen eines Fernseh-Empfängers getrennt prüfen. An zwei separaten Koaxialbuchsen steht ein mit dem intern erzeugten Video- und Ton-Zf-Signal moduliertes VHF- und UHF-Signal zur Verfügung. Für Sonderaufgaben kann extern moduliert werden.

Das Hf-Ausgangssignal ist zum Überprüfen der Empfängerempfindlichkeit stufenlos regelbar. Beim Abgleichen des Ratiodetektors läßt sich die Modulation des 5,5-MHz-Tonträger-Oszillators abschalten.

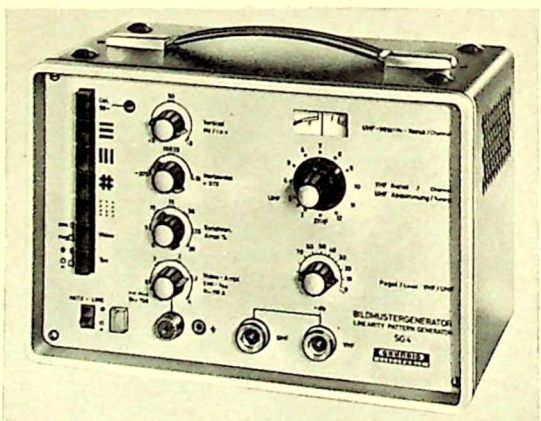


Bild 101 Bildmustergenerator SG 4 (Grundig)

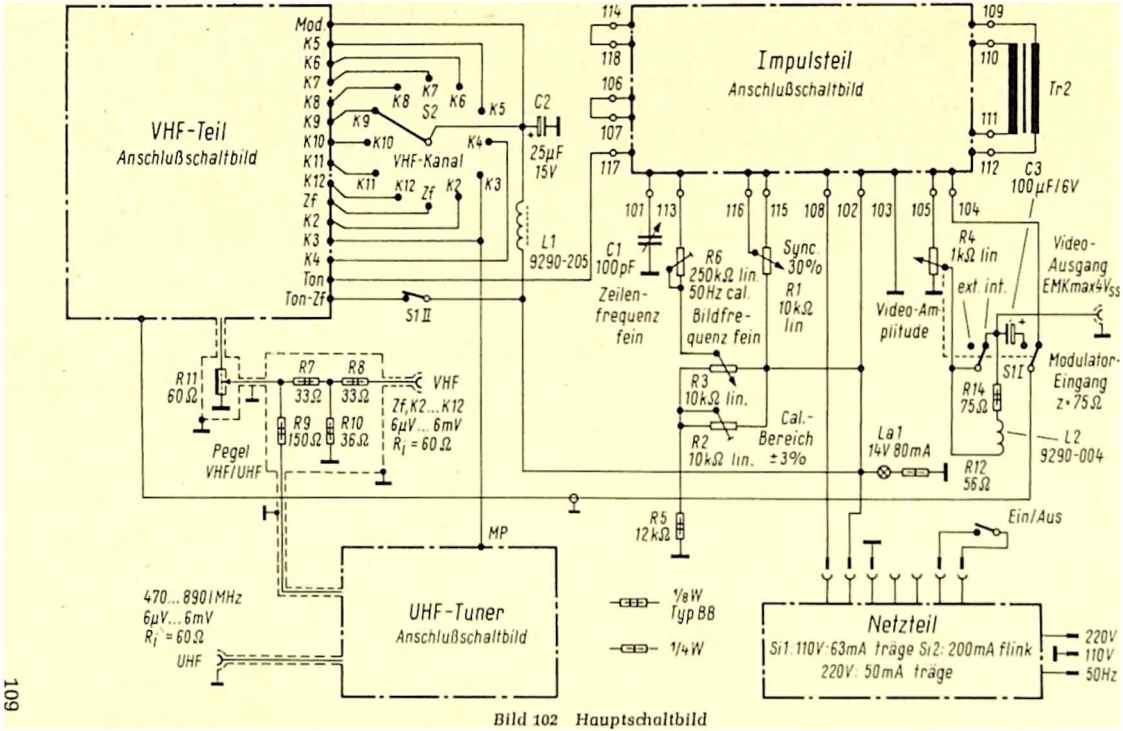


Bild 102 Hauptschaltbild

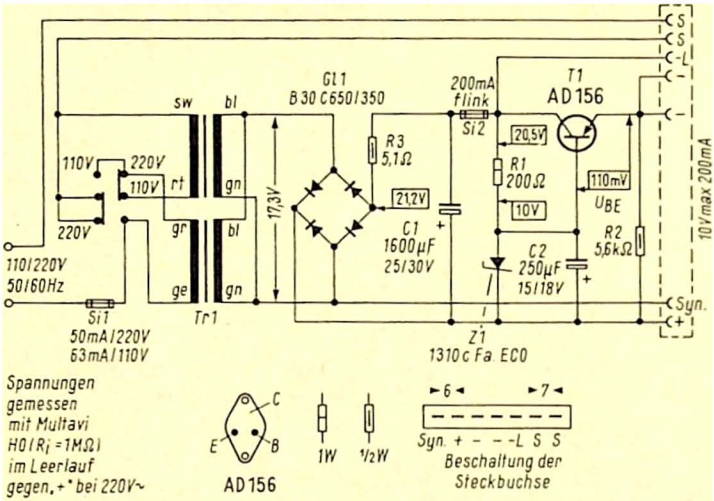


Bild 103 Netzteil

An einer dritten Koaxialbuchse steht das BAS-Signal (Bild, Austast, Synchron), sie dient außerdem als Eingangsbuchse für externe Modulation. Das BAS-Signal ist in seiner Amplitude regelbar und kann in der Polarität umgeschaltet werden. Es ermöglicht die Kontrolle der Bild- und Zeilenlinearität, der gesamten Geometrie des Bildes und dessen Schärfe. Um die Synchronisiereigenschaften eines Fernsehempfängers zu beurteilen, kann die Amplitude der Synchronisiersignale zwischen 0 und 30 % geändert werden. Ebenso lassen sich die Bild- und Zeilenfrequenz-Automatik überprüfen, weil die Frequenz der Synchronimpulse in bestimmten Grenzen einstellbar ist.

Mit dem Punktraster kann schließlich bei Farb-Fernsehempfängern die statische und dynamische Konvergenz geprüft und justiert werden.

Bild 101 zeigt den betriebsfertigen Bildmustergenerator SG 4.

5.1 Aufbau und Funktionsbeschreibung der Schaltung

5.1.1 Hauptschaltbild

Zum besseren Verständnis zeigt **Bild 102** zunächst die Verbindungen und zusätzlichen Bauelemente der auf den verschiedenen Druckplatinen angeordneten Bausteine.

5.1.2 Netzteil

Die in **Bild 103** wiedergegebene Schaltung des Netzteils läßt erkennen, daß der Generator für Netzspannungen von 220 V und 110 V, 50...60 Hz, ausgelegt ist. Die abgegebene Gleichspannung von 10 V ist elektronisch so gut stabilisiert, daß Netzschwankungen von ± 10 % ausgeregelt werden. Der Netzteil ist an der Innenseite der Geräte-Rückwand angeordnet.

5.1.3 Impulsteil

Sämtliche Stufen zum Erzeugen der Synchronisier- und Austastimpulse sowie des Bildinhaltes sind auf einer Druckschaltungsplatte untergebracht. **Bild 104** gibt die Schaltung des gesamten Impulsteiles wieder. Die Grundschwingung für die Zeilensynchronisier- und Austastimpulse liefert ein Oszillator mit dem Silizium-Transistor T 101 und dem temperaturkompensierten Schwingkreis L 101, C 1, C 101, C 102. Mit dem Kondensator C 1 (angeschlossen an Leitung 101, s. Hauptschaltbild) läßt sich die Zeilenfrequenz um ± 375 Hz (entsprechend 15 Zeilen) fein verstimmen. Er ist von der Frontseite des Gerätes aus zu bedienen. Über den Emitterfolger T 103 wird die Oszillatorspannung ausgekoppelt und der Begrenzerstufe T 106 zugeführt. Die Zeilenaustastbreite wird durch die Einstellung des Reglers R 109 bestimmt. Der so gewonnene Austastimpuls gelangt über die Diode D 101 und den Transistor T 102 an die Mischstufe mit den Transistoren T 104 und T 105. Der an den Kollektor von T 106 weiter angeschlossene Schaltungszweig mit dem Integrierglied R 115/C 114 und den Impulsformerstufen T 111, T 113 formt aus dem Austastimpuls den Zeilensynchronisierimpuls mit einer Breite von etwa 5 µs.

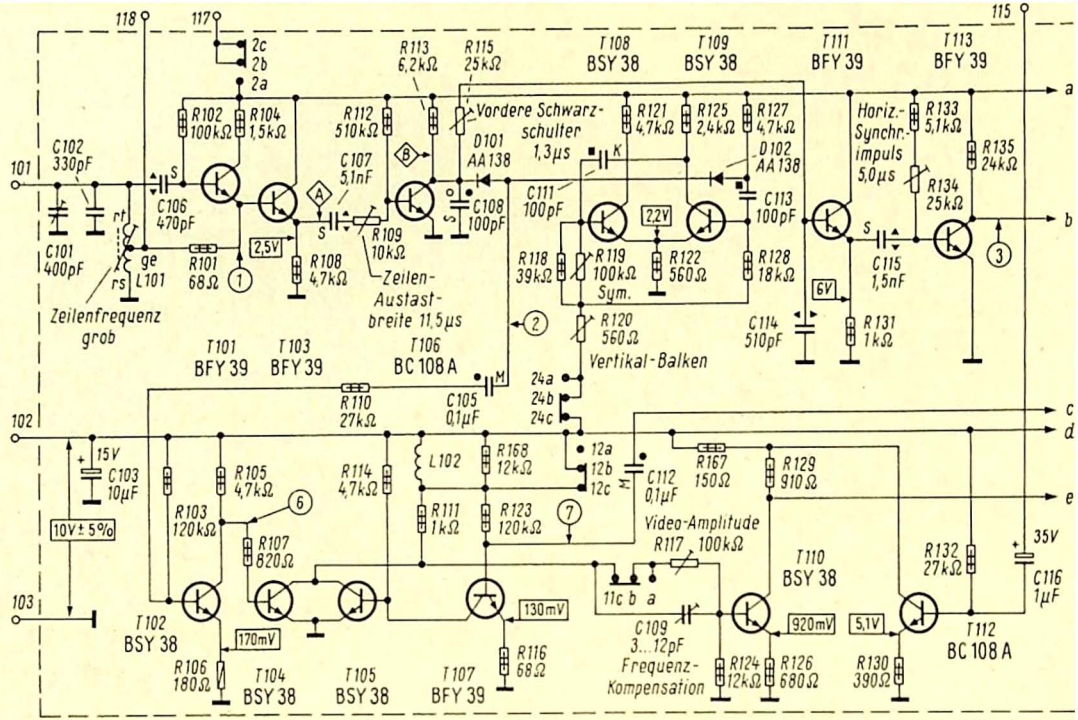
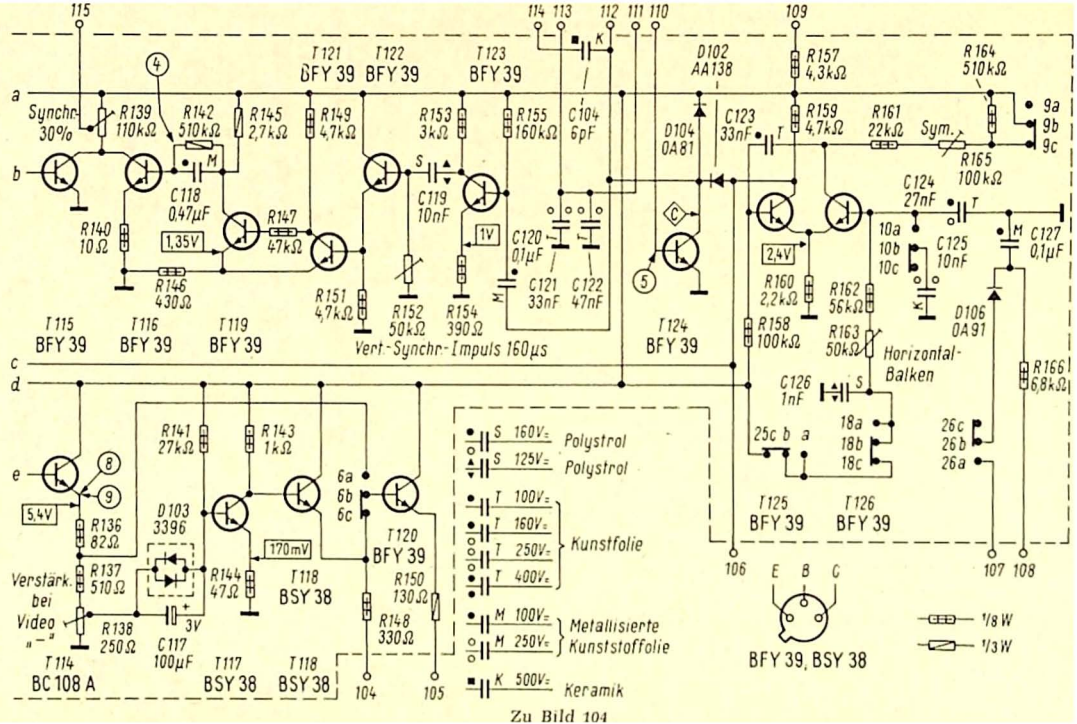


Bild 104 Impulsteil


115
114 113
112
111 110
109
T121 BFY 39
T122 BFY 39
T123 BFY 39
D102 AA138
R157 4,3kΩ
R164 510kΩ
Synchr. 30%
R139 110kΩ
R142 510kΩ
R145 2,7kΩ
R149 4,7kΩ
R153 3kΩ
R155 160kΩ
C104 6pF
D104 0A81
C123 33nF
R159 4,7kΩ
R161 22kΩ
Sym.
R165 100kΩ
9a
9b
9c
C118 0,47µF
R140 10Ω
1,35V
R147 47kΩ
C119 10nF
1V
C120 0,1µF
C121 33nF
C122 47nF
C124 27nF
2,4V
10a
10b
10c
C125 10nF
C127 0,1µF
R146 430Ω
R151 4,7kΩ
R152 50kΩ
R154 390Ω
T115 BFY 39
T116 BFY 39
T119 BFY 39
Vert-Synchr-Impuls 160µs
T124 BFY 39
R160 2,2kΩ
R162 56kΩ
R158 100kΩ
R163 50kΩ
Horizontal-Balken
D106 0A91
R166 6,8kΩ
C126 1nF
18a
18b
18c
26c
26b
26a
25c b a
T125 BFY 39
T126 BFY 39
R141 27kΩ
R143 1kΩ
6a
6b
6c
S 160V= Polystrol
S 125V= Polystrol
T 100V= Kunstfolie
T 160V= Kunstfolie
T 250V= Kunstfolie
T 400V= Kunstfolie
M 100V= Metallisierte Kunststoffolie
M 250V= Metallisierte Kunststoffolie
K 500V= Keramik
5,4V
R136 82Ω
D103 3396
170mV
T120 BFY 39
R150 130Ω
R148 330Ω
Verstärk. bei Video
R137 510Ω
R138 250Ω
C117 100µF
3V
R144 47Ω
T118 BSY 38
T114 BC 108 A
T117 BSY 38
T118 BSY 38
104
105
106
107 108
E B C
BFY 39, BSY 38
1/8 W
1/3 W

Zu Bild 104

Die Basis des Transistor T 124 ist über die Leitung 110 mit dem Transformator Tr 2 verbunden (s. Hauptschaltbild) und bildet mit diesem einen Sperrschwinger, aus dessen Grundschwingung die Bildsynchronisier- und Austastimpulse gewonnen werden. Die Frequenz dieses Oszillators kann über die Leitung 102 mit dem Regler R 3 (s. Hauptschaltbild) um ± 3 Hz verstimmt werden. Die Mittenfrequenz von 50 Hz läßt sich bei gedrückter Taste „Cal" kontrollieren (s. Bild 101 links ganz oben). Die Oszillatorspannung weist nunmehr bereits die für die Austastlücke richtige Form auf, die Synchronisierimpulse müssen jedoch erst noch geformt werden. Dies geschieht über die Leitung 112 durch die Begrenzerstufe T 123, das Differenzierglied C 119/R 152 und durch eine weitere Begrenzerstufe T 119. Die dazwischenliegenden Stufen T 122 und T 121 dienen zur Entkopplung bzw. Phasenumkehr. Die Bild- und Zeilensynchronisierimpulse werden durch die Transistoren T 115/T 116 gemischt und am gemeinsamen Außenwiderstand R 139 abgenommen. Über die Leitung 115 kann mit dem Regler R 1 (s. Hauptschaltbild) die Synchronisier-Amplitude zwischen 0 und 30 % variiert werden.

Bild- und Zeilenoszillator sind über den Kondensator C 104 lose miteinander verkoppelt.

Die Bildmuster werden durch die Multivibratoren T 108/T 109 und T 125/T 126 erzeugt, die Schwarz-Weiß-Sprünge in Form von Rechteckspannungen liefern. Die Balkenzahl in vertikaler Richtung ist mit dem Regler R 120 auf 16 eingestellt, während die Balkenzahl in horizontaler Richtung 163 auf 12 einjustiert ist. Beide Multivibratoren arbeiten in allen Betriebsarten, außer bei Punktraster, mit einem Tastverhältnis von 1:1, das sich mit dem Symmetrieregler R 119 bzw. R 165 einstellen läßt. In der Tastenstellung „Punktraster" wird die Rechteckspannung des Vertikal-Balkengenerators (T 108/T 109) durch die Spule L 102 und den Kondensator C 109 zu schmalen Impulsen verformt. Zum gleichen Zweck wird das Tastverhältnis des Horizontal-Balkengenerators (T 125 T 126) durch Zuschalten von C 125 und R 164 geändert.

Die Ausgangsspannung des Vertikal-Balkengenerators gelangt zusammen mit dem Zeilenaustastimpuls über die Umkehrstufe

(Fortsetzung des Textes auf Seite 118)

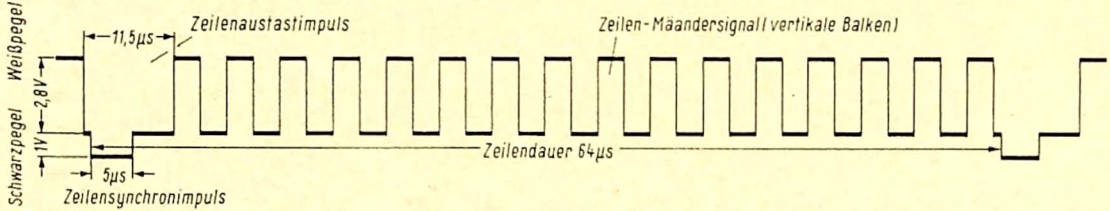


Bild 105 Video-Signal nach der Zeilenfrequenz aufgelöst

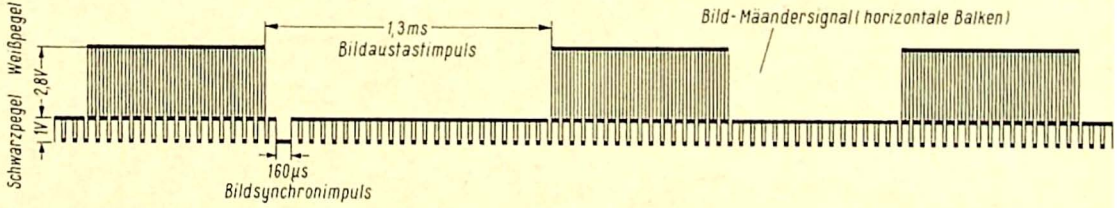


Bild 106 Video-Signal nach der Bildfrequenz aufgelöst

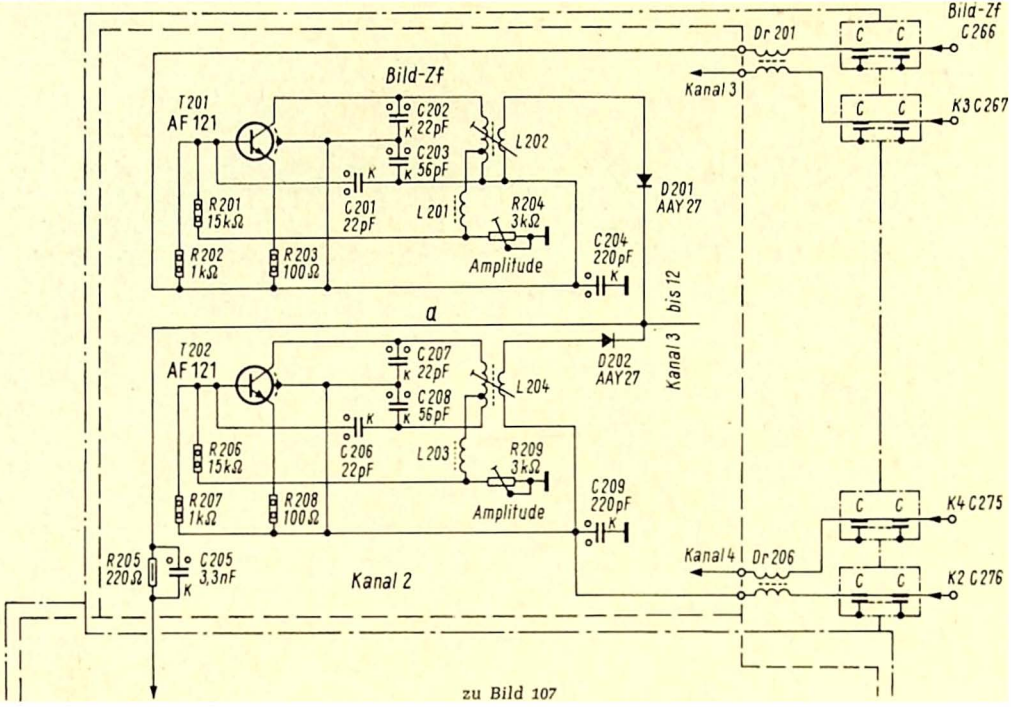


Bild-Zf
T201
AF 121
C202
22pF
C203
56pF
L202
C201
22pF
L201
R204
3kΩ
Amplitude
R201
15kΩ
R202
1kΩ
R203
100Ω
D201
AAY27
C204
220pF
Kanal 3
bis 12
a
T202
AF 121
C207
22pF
C208
56pF
L204
C206
22pF
L203
R209
3kΩ
Amplitude
R206
15kΩ
R207
1kΩ
R208
100Ω
D202
AAY27
C209
220pF
R205
220Ω
C205
3,3nF
Kanal 2
Kanal 4
Dr 206
Dr 201
Bild-Zf
C 266
K3 C 267
K4 C 275
K2 C 276

zu Bild 107

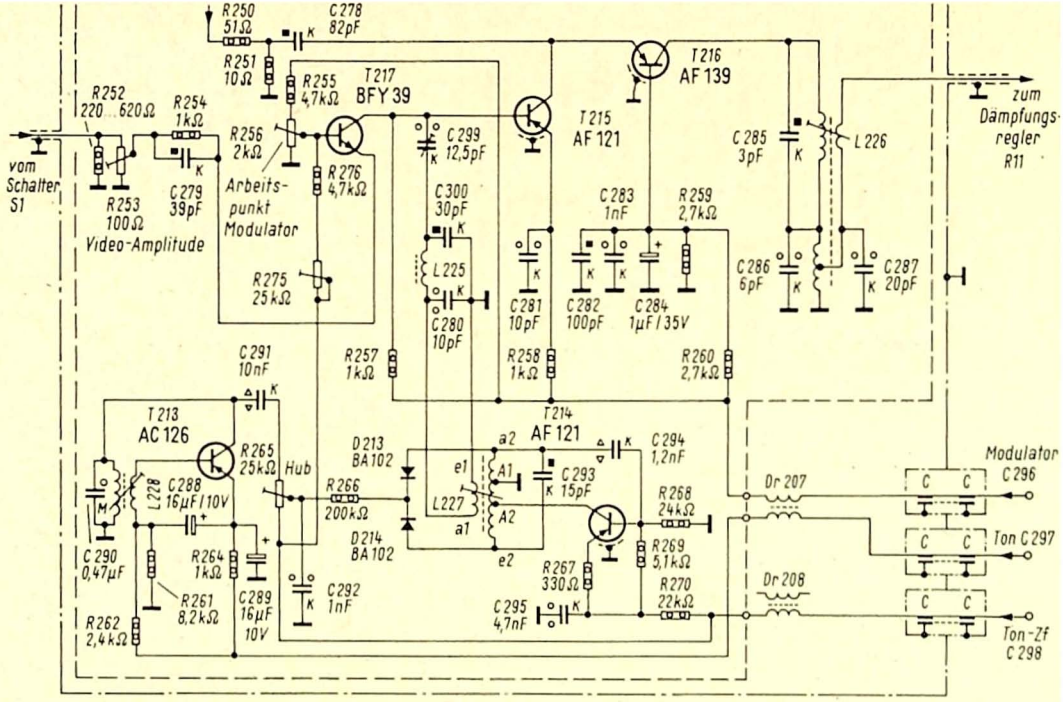


Bild 107 VHF-Teil

T 102 zur Mischstufe T 104, T 105. Dieser Mischstufe werden ferner die Ausgangsspannung des Horizontal-Balkengenerators sowie das Bildaustastsignal zugeführt. Das am gemeinsamen Außenwiderstand R 111 stehende Bild- und Austastsignal wird nun in einer weiteren Mischstufe T 110, T 112 mit dem Synchronisiersignal kombiniert. Dadurch steht am Kollektor des Transistors T 110 das vollständige BAS-Signal, das über die Transistoren T 114, T 117, T 118 und T 120, den Widerstand R 150 und die Leitung 105 (s. Hauptschaltbild) dem Modulator und der Video-Ausgangsbuchse zugeleitet wird. Die Polarität der Ausgangsspannung läßt sich durch Tastendruck (s. Bild 101) umkehren.

Die Form des Videosignals (aufgelöst nach der Zeilenfrequenz und nach der Bildfrequenz) geben die **Bilder 105** und **106** wieder. Während das Zeilensignal normgerecht ist, zeigt das Bildsignal, daß die komplizierte Impulsfolge des Normsignals durch einen einfachen Synchronimpuls von etwa 160 µsec Breite ersetzt ist. Das gelieferte Synchronsignal erfüllt jedoch völlig alle gestellten Anforderungen. Die Synchronisierung arbeitet ohne Zeilensprung.

5.1.4 VHF-Teil

Um eine Störstrahlung weitgehend zu verringern, ist der gesamte VHF-Teil sorgfältig in einem doppelwandigen Gehäuse abgeschirmt. Sämtliche Zuleitungen sind verdrosselt. Auf einer gedruckten Schaltplatine befinden sich 12 einzelne Oszillatoren (für die Bild-Zf und die Kanäle 2 bis 12), der Modulator, der 5,5-MHz-Ton-Zf-Generator und der für die Frequenzmodulation des 5,5-MHz-Generators erforderliche 1000-Hz-Generator. Jeder VHF-Kanal besitzt einen eigenen Oszillator zum Erzeugen der nötigen Trägerfrequenz. Für den gewählten Kanal wird lediglich über S 2 (s. Hauptschaltbild) die Speisespannung zugeschaltet. **Bild 107** zeigt die Schaltung des VHF-Teils, eingezeichnet sind jedoch nur die Oszillatoren des Kanals 2 und der Bild-Zf, weil die Oszillatoren für die Kanäle 3 bis 12 gleichartig ausgeführt und verdrosselt sind.

Das in einem der 12 Generatoren erzeugte Trägerfrequenzsignal gelangt über den Kondensator C 278 zum Modulator

(T 215, T 216). Das modulierte Signal wird induktiv (über L 226) ausgekoppelt und erreicht über den Pegelregler R 11 und ein Dämpfungsglied (bestehend aus R 7, R 8, R 10) den VHF-Ausgang (s. Hauptschaltbild). Über den Einsteller R 253 (vom Schalter S 1 kommend, s. Hauptschaltbild) wird dem Modulator das Videosignal und über den Trimmer C 299 das Ton-Zf-Signal zugeführt. Beide Signale vereinigen sich an der Basis des Transistors T 215 und modulieren über T 216 den jeweiligen Hf-Träger.

Wird mit S 1 der Modulationseingang auf „extern" geschaltet, so kann das Modulationssignal von außen zugeführt werden (Negativ-Modulation). Gleichzeitig ist der 5,5-MHz-Ton-Zf-Generator abgeschaltet.

5.1.5 Trägeroszillatoren für die Kanäle 2 bis 12 und die Bild-Zwischenfrequenz

Sämtliche Oszillatoren schwingen in kapazitiver Dreipunktschaltung. Die Transistoren in den Generatoren für die Kanäle 2...4 und die Bild-Zf arbeiten in Emitterschaltung, die Transistoren in den Generatoren der Kanäle 5...12 jedoch in Basisschaltung. **Bild 108** zeigt deshalb noch die Schaltung für den Kanal 12. Das Hf-Signal wird induktiv ausgekoppelt und über Schaltdioden (D 201, D 202 usw.) auf eine gemeinsame Leitung a

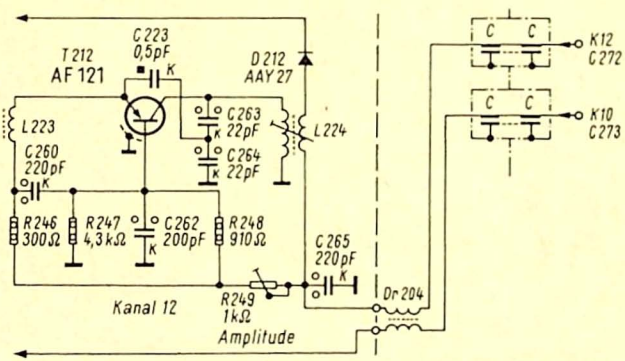


Bild 108 Oszillator für Kanal 12

geführt. Da alle Oszillatoren ähnlich aufgebaut sind, wird nachfolgend nur die Wirkungsweise des Oszillators für Kanal 2 beschrieben. Hierzu wird der Kanalschalter (S 2 in Bild 102) auf K 2 gestellt, wodurch an den Durchführungskondensator C 276 die Speisespannung gelegt wird. Sie kommt vom Netzteil über II, die Drossel L 1 und den Schalter S 2 (s. Hauptschaltbild). Nunmehr wird die Schaltdiode D 202 leitend und legt den Oszillator an die gemeinsame Leitung a zum Modulator. Der durch D 202 fließende Strom erzeugt an dem Widerstand R 205 einen Spannungsabfall, so daß damit alle übrigen Schaltdioden in Sperrrichtung vorgespannt sind. Die Frequenz des Generators wird im wesentlichen durch L 204 und die Kondensatoren C 207, C 208 bestimmt. Über C 206 wird rückgekoppelt. Die Basiswiderstände R 206 und R 207 stabilisieren den Arbeitspunkt und damit die Frequenz. Über die Auskoppelwicklung von L 204 wird die Signalspannung entnommen. Durch Verschieben dieser Koppelschleife und Einstellen von R 209 kann die Amplitude der Trägerspannung eingestellt werden. Durch die Wahl geeigneter Schwingkreiskondensatoren ist jeder Oszillator sorgfältig temperaturkompensiert.

5.1.6 Modulator

Dieser besteht im wesentlichen aus zwei Stufen mit den Transistoren T 215 und T 216 (Bild 107). Im Transistor T 216 wird das Hf-Trägersignal durch Steuerung des Emitterstromes moduliert. Der Transistor T 215 wirkt als Stromgenerator, dessen Strom proportional der an der Basis stehenden Spannung ist. An der Basis von T 215 werden das Video- und das Ton-Zf-Signal linear addiert. Diese beiden Signale werden somit gleichzeitig mit dem Hf-Trägersignal moduliert. Hierdurch liegt der Tonträger im vorgeschriebenen Abstand zum Bildträger. Das modulierte Hf-Signal wird induktiv über L 226 ausgekoppelt.

5.1.7 5,5-MHz-Zf-Generator

Der Generator wird mit 1000 Hz moduliert und ist mit dem Transistor T 214 in induktiver Dreipunkt-Schaltung aufgebaut. Die Frequenz wird durch die Induktivität L 227, den Festkonden-

sator C 293 und die beiden Kapazitätsdioden D 213 und D 214 bestimmt.

Zur Frequenzmodulation wird die Vorspannung an den beiden Kapazitätsdioden – und damit auch deren Kapazität – geändert. Die mit der Taste „Ton" (s. Bild 101) abschaltbare 1000-Hz-Modulationsspannung wird über den Widerstand R 266 zugeführt, der Hub kann mit dem Einsteller R 265 geregelt werden.

Auch dieser Oszillator ist temperaturkompensiert und sehr frequenzstabil.

5.1.8 1000-Hz-Tongenerator

Er liefert das Signal zur Modulation des 5,5-MHz-Oszillators und besteht aus dem Transistor T 213. Seine Frequenz wird durch die Induktivität L 228 und den Kondensator C 290 bestimmt. Vom Kollektor des Transistors T 213 wird das Tonsignal über den Kondensator C 291 abgenommen. Der Generator ist durch die Taste „Ton" (s. Bild 101) über die Leitung „Ton" (s. Bild 107) – 117 (Bild 102) – 102 – Netzteil II abschaltbar.

5.1.9 UHF-Teil

Auch der UHF-Teil ist ebenso wie der VHF-Teil ein getrennter Baustein und in einem geschlossenen Gehäuse untergebracht mit sorgfältig abgeblockten Zuleitungen, um eine Störstrahlung weitgehend zu verringern. Das Ausgangssignal entsteht durch Mischen des Signals von Kanal 3 mit einem variablen Oszillator. Die Schaltung des UHF-Tuners zeigt **Bild 109.** Sowie der Kanalschalter (Bild 102) auf 3/UHF gedreht ist, wird das bereits mit dem Video- und Ton-Zf-Signal modulierte Signal des VHF-Kanals 3 eingeschaltet. Gleichzeitig gelangt die Speisespannung über die Leitung MP (s. Hauptschaltbild) an den Tuner.

Das modulierte VHF-Signal erreicht über den Dämpfungsregler R 11 und den Widerstand R 9 den Transistor T 401 der Verstärkerstufe. Im anschließenden Gegentaktmischer mit den beiden Dioden D 401 und D 402 wird das umgesetzte Signal über eine 120-Ω-Leitung an die Ausgangsbuchse Bu 2 geleitet. Der Mischer erhält den UHF-Träger über C 406 symmetrisch an der

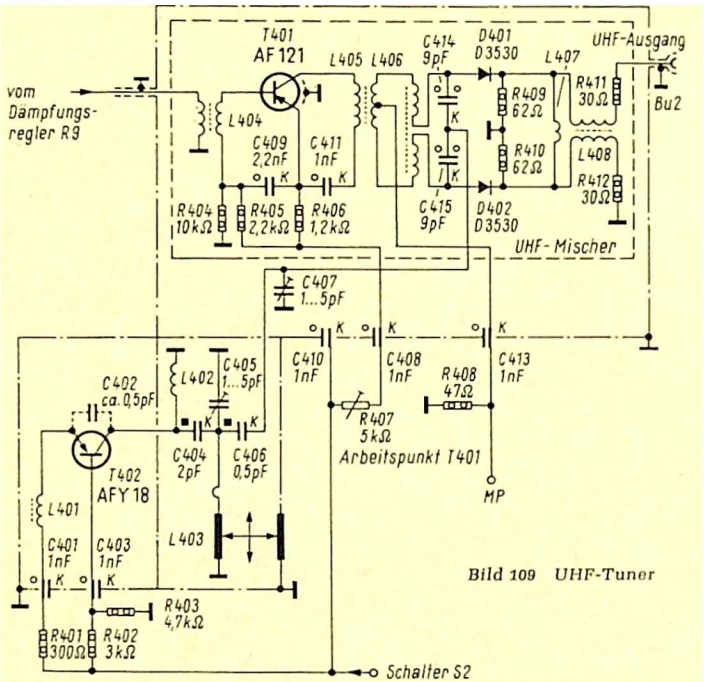


Bild 109 UHF-Tuner

Verbindung C 414/C 415. Die Ausgangsspannung wird am Regler R 11 eingestellt (s. Hauptschaltbild). Der Frequenzbereich erstreckt sich im Hinblick auf die Empfangsmöglichkeiten in anderen Ländern von 470 MHz bis 890 MHz.

5.1.10 UHF-Oszillator

Kanal 3 arbeitet bekanntlich auf 55,25 MHz. Um diese Frequenz unter der des Ausgangssignals liegt die Frequenz des UHF-Oszillators. Sie ist kontinuierlich einstellbar und überstreicht einen Frequenzbereich von 415 MHz bis 835 MHz. Den frequenzbestimmenden Teil bildet eine halbkreisförmig gebogene Lecherleitung, deren Länge variabel ist. Der Oszillator-Transistor T 402 arbeitet in Basisschaltung. Der Trimmer C 407

dient zur Anpassung des Mischers. Die Hf-Spannung wird – wie bereits erwähnt – über C 406 ausgekoppelt.

5.1.11 Verstärkerstufe und Mischer

Um den im Mischer auftretenden Spannungsverlust zu kompensieren, wird das VHF-Signal in einer Verstärkerstufe (T 401) verstärkt, die eine ausreichende Bandbreite besitzt. Das verstärkte Signal gelangt über L 406 an den Gegentaktmischer. Dieser ist symmetrisch aufgebaut, damit der Träger ausreichend unterdrückt wird, denn eine zu hohe Trägerfrequenzspannung am UHF-Ausgang könnte zu Störungen am Fernsehempfänger führen.

5.1.12 Anwendungsmöglichkeit des Bildmustergenerators beim Fernseh-Service

Das Gerät ist zur Fehlersuche in Fernsehempfängern gut geeignet, weil seine verschiedenen Ausgangssignale an entsprechenden Stellen der Empfängerschaltung eingespeist werden können. Mit der videofrequenten Ausgangsspannung lassen sich Video- und Impulsteil prüfen. Weiter ist eine Beurteilung der Synchronisierstufen eines Fernsehempfängers möglich, die Bildfrequenz-Automatik sowie die Zeilenfrequenz-Automatik können überprüft werden. Der Empfang der Bildmuster auf dem Schirm eines Fernsehgerätes gibt Aufschluß über dessen Bildgeometrie. Außer der Überprüfung des Zf-Teils läßt sich die Einstellung des Ratiodetektors der Ton-Zwischenfrequenz besonders leicht kontrollieren. Der geeichte Ausgangsabschwächer bietet die Möglichkeit, die Empfindlichkeit aller VHF-Kanäle zu überprüfen, weil die Höhe der Ausgangsspannung durch die Einzeloszillatoren des SG 4 auf allen Kanälen gleich ist. Auf die Fehlersuche wollen wir hier nicht weiter eingehen, weil sie über den Rahmen dieses Buches hinausgeht.

6 Eichgeneratoren

Eichgeneratoren sind kleine Meßsender, die für eine oder mehrere Festfrequenzen ausgelegt und meist durch einen Quarzkristall gesteuert werden. Sie erfreuen sich besonders bei Kurzwellenamateuren großer Beliebtheit. Wird z. B. ein solcher Eichgenerator mit einem Quarzkristall für 100 kHz bestückt, so liefert er außer seiner Grundfrequenz von 100 kHz Oberwellen im Abstand von 100 kHz, die bis in die Kurzwellenbereiche hörbar sind. Die von ihm gelieferten Marken können bei Frequenzmessungen und Frequenzüberwachung mit großem Vorteil verwendet werden. Dabei ist der Aufbau solcher Eichgeneratoren sehr einfach.

Bild 110 zeigt die Schaltung eines mit einer Pentode bestückten Eichgenerators. Der Quarzkristall liegt hier zwischen Steuergitter und Schirmgitter, die als Triode arbeiten und den Anodenstrom steuern. Mit dem Drehkondensator in der Gitterkombination läßt sich die Frequenz, auf der die Anordnung schwingt, in geringen Grenzen verändern. Hierdurch kann die Grundfrequenz durch Vergleich mit Normalwellensendungen genau eingestellt werden.

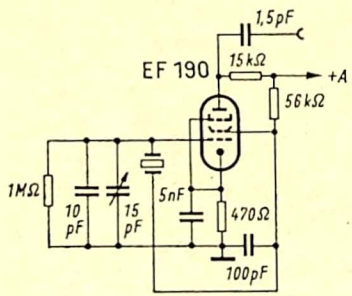


Bild 110 Schaltung eines Eichgenerators mit Pentode

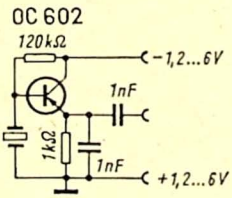


Bild 111 Transistor-Eichgenerator

Noch einfacher ist der mit einem Transistor bestückte Eichgenerator nach **Bild 111**. Bringt man ihn in der Nähe der Antennenbuchse eines Empfängers an, so sollen seine Eichpfiffe bis über 10 MHz hinaus zu hören sein. Zur Stromversorgung kann die gleichgerichtete Wechselspannung für die Röhrenheizung benutzt werden [10].

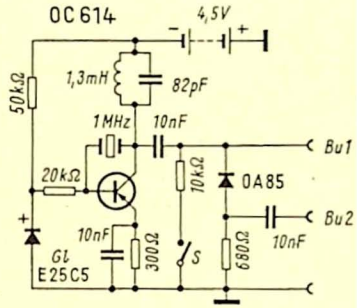


Bild 112 Schaltung eines Eichpunktgebers mit Transistor

Als Eichpunktgeber für Eich-, Meß- und Impulszwecke ist auch die in **Bild 112** wiedergegebene Schaltung eines Transistor-Quarzgenerators sehr gut zu verwenden [11]. Sie kann auf kleinem Raum untergebracht werden und wird mit einer Taschenlampenbatterie betrieben. Da das kleine Gerät hierdurch unabhängig von Netzspannung und Stromart ist, läßt es sich überall mitnehmen und verwenden.

Die obere Frequenzgrenze bestimmt der benutzte Transistor. Der Transistor OC 614 ist bis zu einer Frequenz von 30 MHz benutzbar, die Transistoren OC 615 oder AF 114 sind bis zu 70 MHz, der Typ AF 102 sogar bis zu 120 MHz geeignet.

Die Schaltung nach Bild 112 wurde so ausgelegt, daß die 10-MHz-Oberwelle des 1-MHz-Quarzes – je nach benutztem Ausgang – 2,5...10 mV effektive Spannung liefert und die 30-MHz-Oberwelle noch mit einer effektiven Spannung von 500 µV zur Verfügung steht. Der Gleichrichter Gl bewirkt eine leichte Schwingfähigkeit des Oszillators und stabilisiert außerdem den Kollektorstrom. Die zwei Ausgänge lassen eine universelle Verwendbarkeit zu:

Buchse Bu 1 bei offenem Schalter S: Anschluß an hochohmige Meßpunkte, effektive Anfangsspannung 2 V, stärkerer Abfall oberhalb 10 MHz. Die Kurve ist etwa sinusförmig, jedoch oben leicht begrenzt.

Buchse Bu 1 bei geschlossenem Schalter S: Anschluß an mittelohmige Punkte, effektive Anfangsspannung 1,2 V, stärkerer Abfall oberhalb 20 MHz, rein sinusförmige Spannung.

Buchse Bu 2 bei geschlossenem Schalter S: Anschluß an niederohmige Punkte von etwa 150 Ω, effektive Anfangsspannung 50 mV, geringer Abfall der Oberwellen. Die Kurvenform ist ein Trapez mit einer Anstieg- und Abfallzeit von 0,15 µsec.

Buchse Bu 2 bei offenem Schalter S: Anschluß an niederohmige Punkte von 75 oder 60 Ω, effektive Anfangsspannung 8 mV, wenig Amplitudenabfall bis 20 MHz, Kurvenform wie bei geschlossenem Schalter.

Ein Verändern der Ausgangsspannung ist bei Benutzung der verschiedenen Ausgänge nicht erforderlich. Bei Bedarf kann die Spannung sowohl in ohmscher als auch in kapazitiver Teilung herabgesetzt werden. Bei kapazitiver Teilung ist zu beachten, daß sich das Teilverhältnis umgekehrt wie das Kapazitätsverhältnis verhält.

Für die Spule von 1,3 mH Induktivität sind Spulenteile von Vogt & Co geeignet: 1 Grundplatte P 1/18/18-680, 2 Lötösen Fe a 830, 1 Halter B 5/32-896, 1 Körper Sp 6,3/8,2/3-821. An Spulendraht werden 10 m Lackdraht 0,1 CuL benötigt, die in 3×167 Windungen in dem 3kammerigen Spulenkörper untergebracht werden. Die Spule ist jedoch wegen der relativ großen Störstrahlung unbedingt allseitig abzuschirmen, um die Störstrahlung klein zu halten.

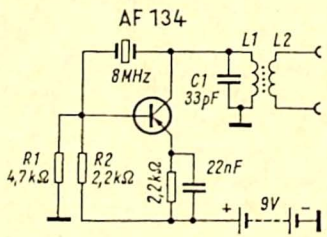


Bild 113 Schaltung eines Transistor-Quarzgenerators für 8 MHz

Der Quarzgenerator, dessen Schaltung **Bild 113** zeigt, liefert 8-MHz-Schwingungen und Oberwellen davon, so daß man Eichpunkte im Abstand von 8 MHz bis ungefähr 500 MHz erhält. Der Oszillator ist mit dem Transistor AF 134 bestückt. Der Quarz ist das phasendrehende Glied für die Rückkopplung und liegt zwischen Kollektor und Basis. Die Widerstände R 1 und R 2 bilden einen Spannungsteiler, an dem die richtige Basisspannung abgenommen und gleichzeitig stabilisert wird. Um Störschwingungen mit Nebenfrequenzen des Schwingquarzes zu unterdrücken, liegt in der Kollektorleitung des Transistors der Schwingkreis L 1, C 1. Er bewirkt das Anschwingen auch bei schwer erregbaren Quarzen und vergrößert den Frequenzziehbereich. Über L 2 werden die erzeugten Schwingungen ausgekoppelt. Die Stromversorgung übernimmt eine handliche 9-V-Batterie, denn der Stromverbrauch ist sehr gering. Die Spule L 1 erhält 36 Windungen 0,6 mm CuL, die Spule L 2 besteht aus neun Windungen 0,6 mm CuL. Als Spulenkörper ist der Typ B 8/33 × 1,25 — 16 von Vogt & Co geeignet.

7 Frequenzmesser

7.1 Begriffsbestimmung, Aufgaben und grundsätzlicher Aufbau der Frequenzmesser

Ein Frequenzmesser bzw. Wellenmesser ist ein Meßgerät, mit dem die Frequenz bzw. Wellenlänge einer elektrischen Schwingung gemessen werden kann. Man unterscheidet zwischen aktiven und passiven Frequenzmessern. Die aktiven Frequenzmesser sind Sender, die eine oder mehrere Normalfrequenzspannungen abgeben, mit denen die unbekannte Frequenz verglichen und die Abweichung gemessen wird. Die passiven Frequenzmesser zeigen entweder die Frequenz unmittelbar an, oder die Frequenz wird durch frequenzabhängige Widerstände in Brückenschaltung durch Nullabgleich der Brücke bestimmt. In der letzten Zeit hat auch die Frequenzmessung durch Zählung an Bedeutung gewonnen, weil nur mit diesem Verfahren eine direkt anzeigende Frequenzmessung höchster Genauigkeit erzielt werden kann.

Frequenzmesser werden für die Frequenzbereiche von etwa 10 Hz bis 400 MHz gebaut und dienen zur Eichung von Meßsendern, Prüfsendern und anderen Meß- bzw. Betriebsgeräten. Die Bestimmung der Frequenz und das Messen von Frequenzänderungen gehören zu den täglichen Aufgaben des Technikers im Hochfrequenzlaboratorium. Bei vielen Messungen der Betriebseigenschaften von Schaltelementen (z. B. von Kondensatorverlusten) genügt es oft, die Frequenz bis auf 1 % genau zu ermitteln. Verhältnismäßig einfach läßt sich das durch Resonanz-Frequenzmessung mit einem abstimmbaren einfachen Schwingkreis oder – bei hohen Frequenzen – mit einer Resonanzleitung (z. B. einem Lechersystem) erreichen. Beim Schwingkreis ist die Stellung des Drehkondensators, dessen Skala nach Frequenzen geeicht ist, bei der Resonanzleitung der Abstand zweier Knoten des mit stehenden Wellen arbeitenden Systems ein Maß für die Frequenz bzw. die Betriebswelle.

Der einfachste Frequenzmesser ist ein abstimmbarer Absorptionskreis mit Gleichrichter und Gleichstrom-Meßinstrument, be-

kannt und auch von Amateuren viel verwendet unter dem Namen Grid-dip-Meter. Auf dieses – auch zum Selbstbau geeignete – passive Gerät wollen wir weiter unten besonders eingehen.

Wesentlich höhere Anforderungen an die Frequenzmessung sind zur Bestimmung der Frequenz von Meßsendern, kommerziellen Kurzwellensendern und Rundfunksendern zu stellen.

Bei Resonanzfrequenzmessungen sind folgende Gesichtspunkte zu beachten: Zeitliche Konstanz der Schaltelemente, Temperaturunabhängigkeit, Ablese- und Einstellgenauigkeit der Skala und des Antriebs, Wiedereinstellbarkeit des Antriebs. Elektrisch wichtig sind rückwirkungsfreie Ankoppelung und minimaler Einfluß des Anzeigegerätes. Verwendet man eine Kristalldiode oder eine Rundfunkröhre zur Anzeige, so ist mit normalen handelsüblichen Bauteilen eine Genauigkeit von 0,5...2 % erreichbar. Um die höchstmögliche Empfindlichkeit zu erzielen, ist der Gleichrichter an den Resonanzwiderstand des Schwingkreises anzupassen, trotzdem wird hierdurch die Kreisgüte auf die Hälfte reduziert. Eine betriebsmäßige Anzeigegenauigkeit von mehr als 1 % läßt sich nur durch eine konstant bleibende Ankopplung an den Generator oder durch eine Trennstufe erreichen. Als Anzeigegerät sollte dann ein hochohmiges Röhrenvoltmeter dienen. Da die Anzeigegenauigkeit von der Kreisgüte abhängig ist, können höhere Werte derselben nur mit Topfkreisen erzielt werden. Lose Kopplung des Generators und des Detektors sind erforderlich.

Der flache Verlauf der Resonanzkurve – ein Nachteil aller Resonanzmessungen – kann durch Einordnung des Resonanzkreises in eine Brücke vermieden werden. Für den Brückenabgleich in der Nähe der Resonanz ist dann jedoch die Phase der vom Schwingkreis gebildeten Impedanz entscheidend. Durch diese Phasenempfindlichkeit der Brückenschaltungen lassen sich auch RC-Schaltungen zur Frequenzmessung verwenden, z. B. die Robinsonbrücke (**Bild 114**). Sie wird vorteilhaft so bemessen, daß $R\,1 = 2\,R\,2$; $r\,1 = r\,2 = r$ ist. Dann ist $\omega = 1/RC$ *bei* Nullabgleich. Die erzielbare Genauigkeit beträgt etwa 1 %.

Von den Frequenzmessungen durch Zählung wollen wir hier nur kurz auf das Prinzip eines Frequenzzeigers mit Konden-

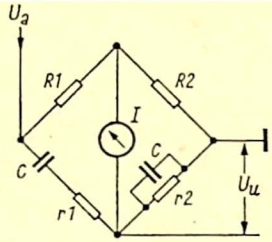


Bild 114 Robinsonbrücke

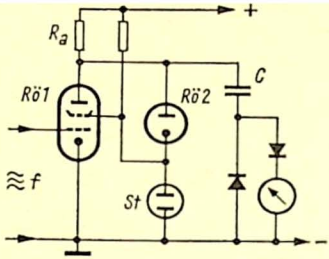


Bild 115 Frequenzanzeiger mit Kondensatorumladung

satorumladung eingehen, das darin besteht, daß ein Kondensator mit der Kapazität C im Takt der zu messenden Frequenz zwischen den Spannungswerten U_1 und U_2 umgeladen wird. Bei jeder Umladung wird die Ladung $C \cdot (U_1 - U_2)$ transportiert. Bei f Umladungen je Sekunde fließt alsdann ein Ladestrom, der f proportional ist. Die Umladung des Kondensators geschieht vollkommen unselbständig durch die Meßfrequenz, wenn eine Festhaltediode verwendet wird (**Bild 115**). Die Pentode Rö 1 steuert man durch die Meßfrequenz zwischen dem oberen Knick ihrer Kennlinie und verschwindendem Anodenstrom voll durch. Dadurch schwankt der Momentanwert der Anodenspannung zwischen der Grenzanodenspannung und der Betriebsspannung. Diese wird jedoch nicht erreicht, weil die Diode Rö 2, die mit einer niedrigeren Spannung vorgespannt ist, das verhindert. Der Kondensator C ladet sich beim Anwachsen der Spannung mit einer Geschwindigkeit – gegeben durch die Zeitkonstante R_aC – auf, die proportional dem Betriebsspannungswert ist. Beim Erreichen der Diodenvorspannung wird die Aufladung jedoch unterbrochen, d. h., die Kondensatorspannung bleibt auf der Diodenvorspannung stehen. Man erreicht dadurch eine scheinbare Verringerung der Aufladezeitkonstante und erzielt exakt die Aufladespannung in einer endlichen Zeit, was ohne Festhaltediode nicht möglich wäre. Die erreichbare Genauigkeit liegt bei etwa 1 %, die obere Frequenzgrenze bei 0,5 bis 2 MHz.

7.2 Frequenzmesser 20 Hz bis 100 kHz

Der nachbeschriebene, zum Selbstbau geeignete Frequenzmesser ist völlig netzunabhängig. Die zu messende Frequenz wird vom Instrument angezeigt und kann mit genügender Genauigkeit abgelesen werden. **Bild 116** zeigt die Ansicht des Frequenzmessers, der als Bausatz im Handel ist. Die Kurvenform der zugeführten Spannung (Sinus, Rechteck, Sägezahn usw.) ist ohne Bedeutung für die Anzeige.

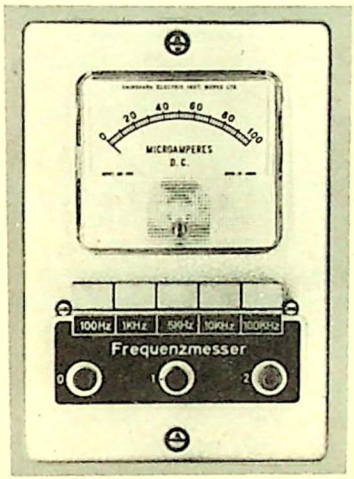


Bild 116 Ansicht des Frequenzmessers (Radio-Fern)

Die Schaltung des mit Transistoren bestückten Frequenzmessers gibt **Bild 117** wieder. Der Meßbereich ist in fünf Stufen unterteilt, die mit Drucktasten eingeschaltet werden. Dadurch sind die einzelnen Meßbereiche ausreichend gedehnt. Um auch dem Fernsteuerfreund entgegenzukommen, ist ein zusätzlicher Eingang vorhanden, der es gestattet, die Frequenz der einzelnen Kanäle ohne Anschluß an den Modulationsverstärker zu messen.

7.2.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß aus der dem Eingang zugeführten Spannung Rechteckimpulse geformt werden. Diese

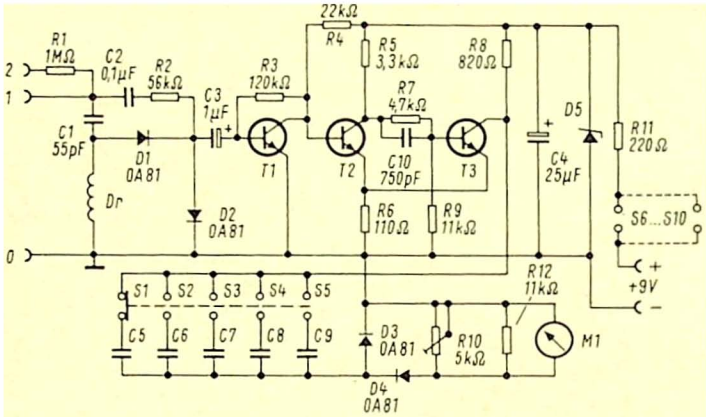


Bild 117 Schaltung des Frequenzmessers

laden mit kleiner Zeitkonstante einen Kondensator auf, wobei die integrierende Strommessung eine frequenzproportionale Anzeige ergibt. Die Genauigkeit der Anzeige ist abhängig von der geringen Toleranz der Ladekondensatoren untereinander sowie von einer einwandfreien Rechteckspannung. Die erste Forderung erfüllen besonders ausgesuchte Kondensatoren, die zweite wird mit einem Schmitt-Trigger erzielt. Dieser hat die Eigenschaft, bei einem bestimmten Spannungsniveau am Eingang einen Schaltvorgang auszulösen derart, daß oberhalb dieser Spannung eine Schaltstufe *ein*geschaltet, unterhalb derselben jedoch *aus*geschaltet wird. Am Ausgang entstehen also sehr flankensteile Impulse, etwa in Höhe der Betriebsspannung. Um eine ausreichende Eingangsempfindlichkeit zu erreichen, ist dem aus den Transistoren T 2, T 3 bestehenden Schmitt-Trigger noch eine Verstärkerstufe mit dem Transistor T 1 vorgeschaltet.

Gegenüber anderen Begrenzerschaltungen hat der Schmitt-Trigger den Vorteil, erst von einem definierten Eingangsspannungswert an zu arbeiten und damit einen Ausschlag am Meßwerk hervorzurufen. Ferner ist die Form der Eingangsspannung gleichgültig, weil keine Kurvenverformung beabsichtigt, sondern

ein Schaltvorgang ausgelöst wird. Somit kann nur eine Rechteckspannung am Ausgang auftreten.

Im Eingang der Schaltung liegen zwei Dioden D 1 und D 2 in Antiparallelschaltung. Sie begrenzen die Eingangsspannung auf einen für den Transistor T 1 ungefährlichen Wert.

Um die Modulationsfrequenz von Sendern, insbesondere von Fernsteuersendern, direkt an der Antenne messen zu können, ohne einen Eingriff in die Schaltung vornehmen zu müssen, ist die Hf-Drossel Dr vorgesehen. An die Buchse 1 des Frequenzmessers wird einpolig ein Stück Draht angeschlossen, das in die Nähe der Sendeantenne gebracht wird.

7.2.2 Schaltungsaufbau

Die gesamte Schaltung wird auf einer gedruckten Platine anhand des Bestückungsplanes (**Bild 118**) aufgebaut. Alle Einzelteile werden liegend montiert. Ausgenommen sind nur die Bereichkondensatoren C 5 bis C 9, die nach **Bild 119** auf dem Tastensatz eingelötet werden. Der Widerstand R 12 wird parallel zum Meßinstrument unmittelbar an dessen Anschlußklemmen gelötet.

Die bestückte Schaltplatine schraubt man mit zwei Winkeln an den Tastensatz. Dieser besitzt je zwei Umschaltkontakte. Der

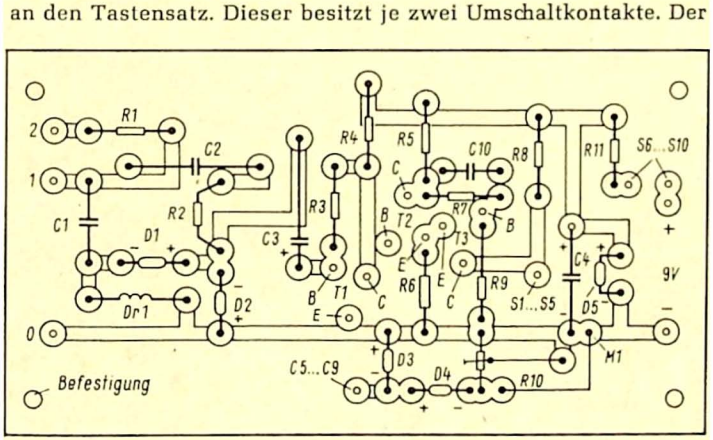


Bild 118 Bestückungsplan

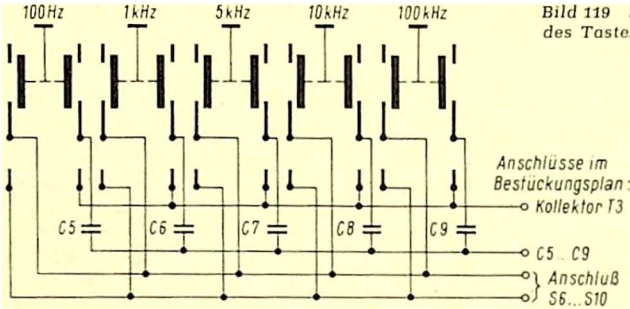


Bild 119 Schaltung des Tastensatzes

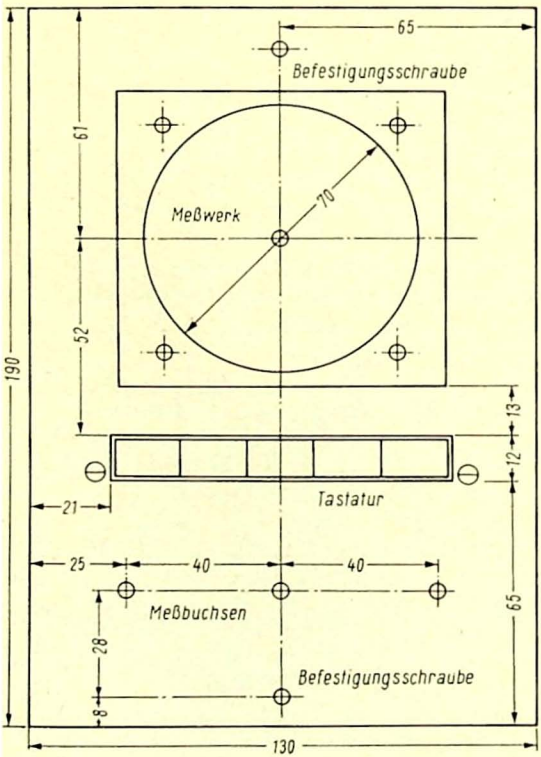


Bild 120 Bohrschablone für die Frontplatte

eine Kontakt schaltet den Bereich um, während der andere das Gerät einschaltet.

Eingänge und Massepunkt werden nach Bild 117 mit den drei Anschlußbuchsen verbunden. Der Eingang 2 ist durch R 1 hochohmig ausgelegt, um auch an hochohmigen Kreisen rückwirkungsfreie Messungen durchführen zu können.

Der Tastensatz wird mit Hilfe von zwei Abstandsrollen mit der Frontplatte verschraubt. Das Meßinstrument befestigt man direkt in der Frontplatte, deren Maße und Bohrungen in **Bild 120** gezeichnet sind.

7.2.3 Eichung

Durch die ausgesuchten Bereichskondensatoren C 5 bis C 9 ist die Eichung einfach durchzuführen. Man benötigt hierzu eine Netzfrequenz von 50 Hz, die einem Klingel- oder Heiztransformator entnommen wird, der eine Spannung von 6...10 V abgibt. Diese Spannung wird an die Eingänge 1 und 0 gelegt und die 100-Hz-Taste gedrückt. Bei richtiger Schaltung muß das Instrument ausschlagen. Mit dem Regler R 10 wird dieser Ausschlag genau auf 50 Teilstriche gebracht. Damit ist die Eichung des Frequenzmessers abgeschlossen. Mit einem etwa vorhandenen durchstimmbaren Tongenerator lassen sich auch die anderen Bereiche kontrollieren. Dies ist jedoch nicht nötig.

7.3 Frequenzmesser FM 1

Unter dieser Bezeichnung stellt Grundig für den Tonbandgeräte-Service ein handliches Meßgerät (**Bild 121**) her, mit dem sich der Hochfrequenz-Vormagnetisierungsstrom rasch und einfach überprüfen läßt. Das unkomplizierte kleine Gerät wird hierzu an ein Millivoltmeter oder einen Oszillografen angeschlossen, die wohl in jeder Service-Werkstatt vorhanden sind. Er ermöglicht dann ein Überprüfen der Oszillatorfrequenz bei ungeöffnetem Tonbandgerät. Der Meßbereich des Frequenzmessers umfaßt daher die Frequenzen, auf denen Hf-Generatoren für Lösch- und Vormagnetisierungszwecke schwingen.

Die Schaltung (**Bild 122**) zeigt, daß der Frequenzmesser FM 1 nach dem Absorptionsprinzip arbeitet. Bringt man ihn in die

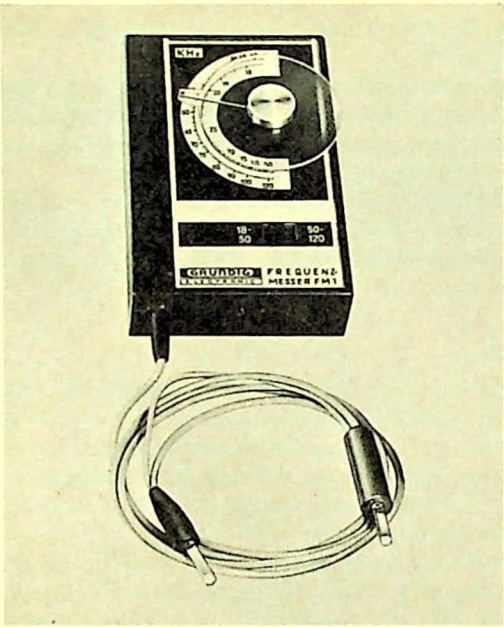


Bild 121 Frequenzmesser FM 1 (Grundig)

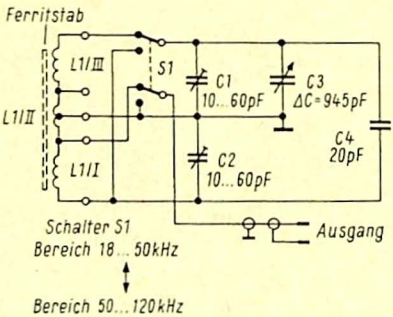


Bild 122 Schaltung des Frequenzmessers

Nähe eines Oszillatorkreises, so kann die über einen Parallelschwingkreis entzogene Energie am nachgeschalteten Hf-Millivoltmeter oder Oszillografen angezeigt werden. Das Gerät erfaßt zwei Frequenzbereiche (18...50 kHz und 50...120 kHz), die mit dem doppelpoligen Umschalter S 1 umgeschaltet werden. Je nach dem eingeschalteten Bereich bildet der Drehkondensator C 3 mit den Spulen L 1/III und L 1/II oder L 1/I und L 1/II einen Parallelschwingkreis. L 1/II ist fest genau in der Mitte des Ferritstabes angeordnet, während die Spulen L 1/I und L 1/III für den Abgleich verschiebbar sind. Über L 1/II wird die Hf-Spannung induktiv ausgekoppelt. Den C-Abgleich übernehmen die keramischen Trimmer C 1 und C 2. Der Kondensator C 4 liegt nur im Bereich 18...50 kHz parallel zum Drehkondensator C 3. Sein kaltes Ende ist galvanisch nicht direkt, sondern über eine Schwingkreiskombination mit Masse verbunden, die jedoch für Frequenzen unter 50 Hz sehr niederohmig ist.

Es ist ratsam, den Abstand Frequenzmesser – Meßobjekt soweit zu vergrößern, als es die Anzeige gerade noch erlaubt. Dann ist die Genauigkeit am größten.

7.4 Resonanzmeter

Unter der Typenbezeichnung „Resonanzmeter TR 30" und „Resonanzmeter TR 300" stellen die Grundig-Werke zwei Griddipmeter her (**Bild 123**). Sie sind batteriebetrieben (**Bild 124**) und deshalb ohne Behinderung durch ein Netzkabel überall zu verwenden. Sie sind volltransistorisiert und eignen sich vorzüg-

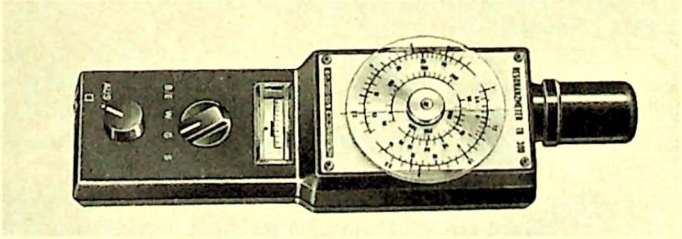


Bild 123 Resonanzmeter TR 300 (Grundig)

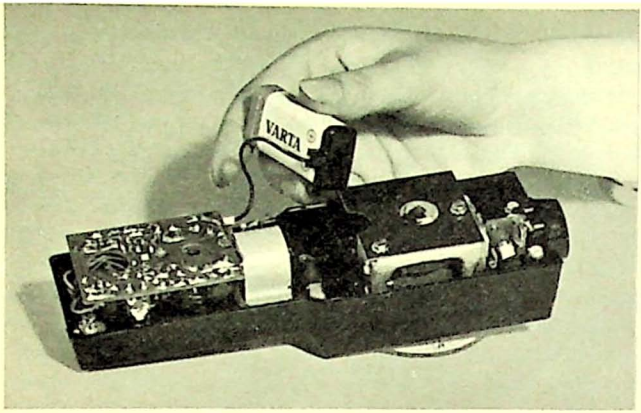


Bild 124 Innenansicht des netzunabhängigen Resonanzmeters TR 300 mit Feldeffekt-Transistor (Grundig)

lich für einfache Laboraufgaben, Servicewerkstätten und Funkamateure. Als „Grid-Dipper" gestatten sie die Bestimmung der Resonanzfrequenz von passiven Schwingkreisen aller Art. Weiter können die Frequenzen schwingender Oszillatoren gemessen werden. Der eingebaute Feldeffekt-Transistor erlaubt Messungen auch bei nur geringer Leistung.

Zusammen mit einem Kleinhörer können die Resonanzmeter sogar als Versuchsempfänger verwendet werden.

Zur Fehlersuche durch „Signalverfolgung" ist die Betriebsart „Senden" mit etwa 1 kHz moduliert. In Verbindung mit einem Wobbelsender lassen sich die Resonanzmeter auch als Markengeber verwenden.

Die beiden Modelle enthalten einen Hf- und einen Nf-Baustein, die beide im Druckschaltungstechnik ausgeführt sind. Der Frequenzbereich ist siebenmal unterteilt und umfaßt beim TR 30 die Frequenzen 100 kHz...30 MHz, beim TR 300 die Frequenzen 1...300 MHz.

Bild 125 gibt die Schaltung des TR 30 wieder. Der Oszillator arbeitet in induktiver Dreipunktschaltung und wird aus dem Feldeffekt-Transistor T 201, dem Drehkondensator C 205 und

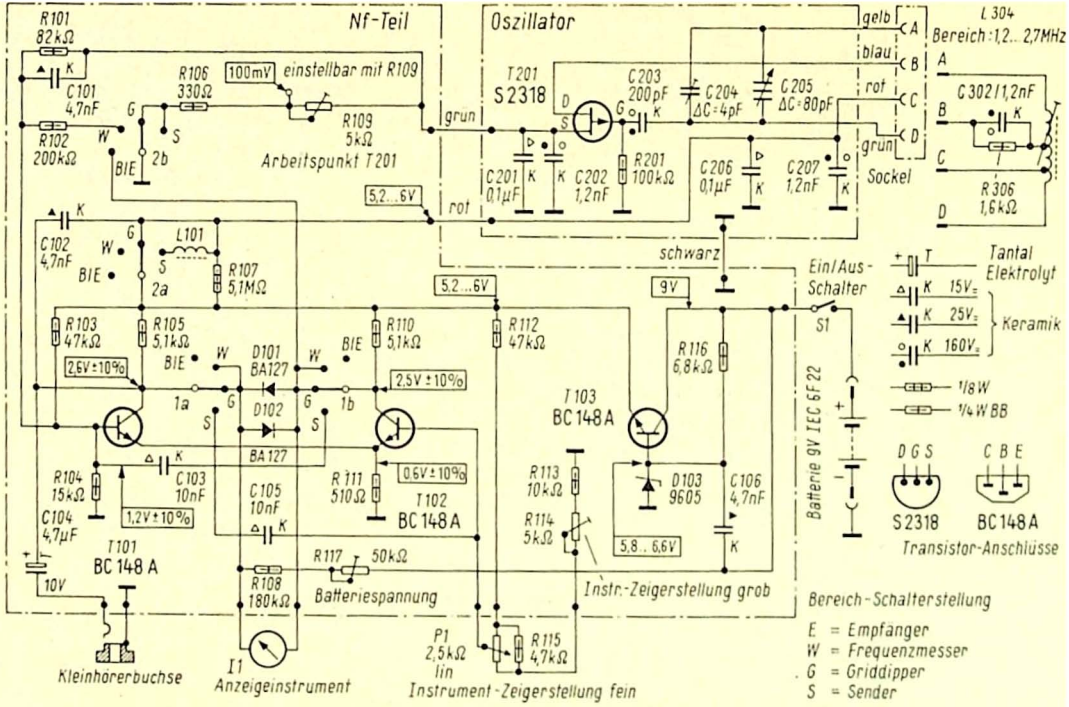


Bild 125 Schaltung des Resonanzmeters TR 30

acht wahlweise verwendbaren Steckspulen gebildet, von denen nur eine in die Schaltung eingezeichnet ist. Der Oszillator-Transistor ist in Source-Schaltung aufgebaut. Sein Arbeitspunkt wird mit dem Einstelltrimmer R 109 eingestellt. Die Änderung des zum Nf-Teil fließenden Drainstromes bei Kopplung an einen Schwingkreis bewirkt eine Spannungsänderung am Sourcewiderstand (Quellwiderstand) R 109 und R 106.

Es erscheint hier angebracht, zunächst noch etwas auf den Feldeffekt-Transistor (übliche Abkürzung FET) einzugehen. Feldeffekt-Transistoren sind in Hf-Eingangs- und -Mischstufen vorteilhaft zu verwenden. Sie sind auf Grund ihrer quadratischen Kennlinie und ihres großen Aussteuerbereiches den herkömmlichen Transistoren überlegen. Bemerkenswert ist weiter der hohe Eingangswiderstand, der etwa dem einer Röhre gleich ist.

Der FET gehört zur Klasse der Unipolar-Transistoren. Das bedeutet, daß der Stromtransport im Halbleiterkristall nur durch eine Ladungsträgerart erfolgt, während bei herkömmlichen Transistoren, die zu den bipolaren Ausführungen gehören, zwei Ladungsträger beteiligt sind [13]. Im Prinzip besteht der FET aus einem halbleitenden Stromkanal, dessen Widerstand durch ein elektrisches Feld leistungslos gesteuert wird, das senkrecht zur Stromflußrichtung wirkt. Damit gleicht der Steuermechanismus dem einer Röhre, bei der bekanntlich keine Steuerleistung nötig ist. Der FET vereinigt also in sich bestimmte Eigenschaften von Röhren mit den charakteristischen Merkmalen von Transistoren.

Im Vergleich zum bipolaren Transistor hat der FET nur einen Strompfad. Bei der Wahl der Elektrodenbezeichnungen ist dieses Verhalten berücksichtigt worden. Man übernahm nicht die Anschlußbezeichnungen des bipolaren Transistors, sondern wählte Bezeichnungen, die der physikalischen Wirkungsweise des FET besser entsprechen. Die Einflußstelle des Stromes wird „Source" (Quelle) genannt und der Austritt als „Drain" (Abfluß) bezeichnet. Die Steuerelektrode „Gate" (dem Gitter der Röhre entsprechend) steuert den zwischen Source und Drain fließenden Strom.

Auf der Druckschaltplatte des Nf-Bausteines befindet sich ein Verstärker in Brückenschaltung und eine Regelschaltung zum

Stabilisieren der Gleichspannung. Bei der Betriebsart „S" wird der Verstärker als Multivibrator umgeschaltet. Die Kollektorwiderstände R 105 und R 110 der Silizium-Transistoren T 101 und T 102 dienen als Arbeitswiderstände und bestimmen zusammen mit den Kondensatoren C 103 und C 105 die Tonfrequenz, die den Hf-Oszillator moduliert. Der Emitterwiderstand R 111 bildet eine Gleichstromgegenkopplung für die Transistoren T 101, T 102 und stabilisiert deren Arbeitspunkte. Ein Ändern der Basisvorspannung des Transistors T 102 mit dem Potentiometer P 1 (Grobeinstellung mit dem Einstelltrimmer R 114) bewirkt eine Spannungsdifferenz zwischen den Kollektoren von T 101 und T 102. Dies ermöglicht, die Zeigerruhestellung des Anzeigeinstrumentes entsprechend einzustellen. Die beiden gegeneinander geschalteten Siliziumdioden D 101 und D 102 schützen das empfindliche Instrument vor Überlastungen.

Bei der Betriebsart „B/E" wirkt der Transistor T 101 als einstufiger Nf-Verstärker. Bei dieser Betriebsart kann die Batteriespannung überprüft werden. Solange sich der Instrumentenzeiger im grünen Feld befindet, ist die Batteriespannung ausreichend; die elektronische Regelschaltung hält die Betriebsspannung konstant. Diese Regelschaltung besteht aus dem Transistor T 103 und der Zenerdiode D 103. Diese liegt in Reihe mit R 116 und stabilisiert die Basisvorspannung von T 103. Dadurch ist der erforderliche Querstrom sehr gering.

Der als Audion arbeitende Oszillator wird über den Kondensator C 101 angekoppelt. Der Kleinhörer wird an die Kleinhörerbuchse über C 104 angeschlossen. Dann lassen sich tonmodulierte Sender abhören, wenn das Resonanzmeter induktiv an den Senderschwingkreis gekoppelt wird. Ist dieser unzugänglich, so wird eine Linkleitung erforderlich.

Die Betriebsart „W" eignet sich zur Frequenzmessung von Hf-Oszillatoren (z. B. in Tonbandgeräten) bzw. Sendern. Das Resonanzmeter arbeitet dann als empfindlicher Absorptionsfrequenzmesser, so daß eine schwache Ankopplung an den Prüfling genügt.

Bei der Betriebsart „S" gelangt die Nf-Spannung des Multivibrators über den Kondensator C 102 an die Modulationsdrossel L 101, wodurch der Strom des Oszillatortransistors moduliert

wird. Die Modulationsfrequenz beträgt etwa 1 kHz. Das Resonanzmeter wird induktiv an den entsprechenden Schwingkreis (z. B. Hf-Eingangs- oder Zf-Kreis) gekoppelt.

Schließlich lassen sich bei der Betriebsart „G" auch passive Schwingkreise unbekannter Resonanzfrequenz messen. Die Resonanzfrequenz des unbekannten Kreises wird dann durch einen „Dip" des Instrumentenzeigers angezeigt. Bei etwas Erfahrung läßt die Tiefe des Dips auf die Güte des Schwingkreises schließen. Auch hier gilt: Je weiter der Prüfling und das Resonanzmeter voneinander entfernt sind, um so höher ist die Meßgenauigkeit. Zunächst wählt man engere Kopplung, so daß der Zeiger einen großen Dip anzeigt. Dann entfernt man das Gerät soweit vom Prüfling, wie es die Anzeige gerade noch zuläßt.

8 Multivibratoren

8.1 Begriffsbestimmung, Anwendung

Ein Multivibrator besteht stets aus einer Kippschaltung. Er liefert stark oberwellenhaltige eckige Spannungskurven. Kondensatoren und Widerstände bilden die frequenzbestimmenden Glieder. Betriebsspannung und Eigenschaften der verwendeten Röhren bzw. Halbleiter beeinflussen jedoch ebenfalls die Frequenz, die auch durch Nf-Fremdspannungen synchronisiert werden kann. Wird mit höheren Frequenzen als der Multivibrator-Frequenz synchronisiert, so läßt sich die Schaltung auch zur Frequenzteilung benutzen.

Multivibratorschaltungen sind in zahlreichen Variationen bekannt und finden in der Funk-, Fernseh- und Meßtechnik, vor allem in der Impulstechnik, eine ausgedehnte Anwendung [6].

8.1.1 Der monostabile Multivibrator

Weitgehend bekannt und wichtig ist der monostabile Multivibrator, auch unter den Namen *Monovibrator* und *Univibrator* bekannt [12].

Als monostabilen Multivibrator bezeichnet man eine Kippschaltung, die durch einen Impuls aus ihrem ursprünglichen, stabilen Schaltzustand in einen labilen gebracht werden kann und die nach Ablauf eines bestimmten Zeitintervalls selbständig in ihre Ausgangslage zurückkippt. Der monostabile Multivibrator ist also mit einem Zeitschalter vergleichbar, der nach seinem Auslösen Spannung an einen Verbraucher legt, diese aber ohne äußere Beeinflussung selbsttätig wieder abschaltet.

Hauptsächlich wird der monostabile Multivibrator auf den Gebieten der Impulsregenerierung, der Impulsverzögerung und der Impulsverlängerung angewendet, ist aber auch für elektronische Verzögerungsschaltungen sehr geeignet. Die Impulsdauer bzw. Verzögerungszeit kann zwischen 1 µsec und etwa 30 Minuten variiert werden.

8.1.2 Der bistabile Multivibrator

Bistabile Impulsschaltungen sind stets dadurch charakterisiert, daß sie zwei voneinander verschiedene, aber stabile elektrische Zustände einnehmen können. Der Prototyp solcher Schaltungen ist der bistabile Multivibrator.

8.1.3 Der astabile Multivibrator

Der astabile Multivibrator hat keinen stabilen Schaltzustand. Er kippt demnach unabhängig von irgendeiner Beeinflussung von außen selbsttätig in einem bestimmten Rhythmus zwischen zwei möglichen Schaltstellungen. Man verwendet ihn vorwiegend als Taktgeber für Blinkschaltungen und als periodischer Schalter.

8.2 Schaltungstechnik der Multivibratoren

Ohne Rücksicht auf die zahlreichen Varianten sollen hier nur die wichtigsten Schaltungen behandelt werden.

8.2.1 Schaltungen mit Hochvakuumröhren

8.2.1.1 Monostabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren

In **Bild 126** ist eine einfache, leistungsfähige und gebräuchliche Schaltung wiedergegeben. Die Anode von Rö 1 ist über den Kondensator C kapazitiv an das Gitter von Rö 2 gekoppelt. Beide Röhrensysteme haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand R 3. Mit dem Potentiometer P wird der Arbeitspunkt des Röhrensystems Rö 1 so eingestellt, daß es bei fehlender Triggerung dauernd leitet. Der dann an R 3 auftretende Spannungsabfall

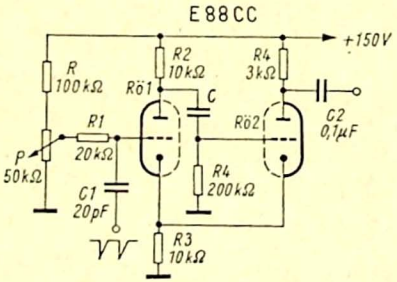


Bild 126 Monostabiler Multivibrator mit Doppeltriode

muß Rö 2 gesperrt halten. Werden nun negative Triggerimpulse über C 1 dem Gitter von Rö 1 zugeleitet und trifft ein Impuls ein, so fällt der Anodenstrom von Rö 1 schlagartig ab. Der hierdurch an der Anode von Rö 1 auftretende Spannungsanstieg wirkt sich über C am Gitter von Rö 2 aus und läßt dort einen Anodenstromstoß entstehen. der an R 3 die Spannung erhöht, die mit zur Sperrung von Rö 1 beiträgt. Es beginnt der metastabile [1]) Zustand. Er ist gekennzeichnet durch eine gesperrte Röhre Rö 1 und eine leitende Röhre Rö 2 und dauert so lange, bis sich C über R 2 und R 4 umgeladen hat. Dann verschwindet der vom Ladestrom an R 4 hervorgerufene Spannungsabfall, und der Anodenstrom von Rö 2 verringert sich. Es erniedrigt sich nunmehr auch der Spannungsabfall an R 3, Rö 1 beginnt zu leiten, der Spannungsabfall an R 2 wird größer, die Spannung an der Anode von Rö 1 sinkt. Dieser negative Spannungssprung gelangt über C zum Gitter von Rö 2 und sperrt diese Röhre vollkommen. Anschließend lädt sich C wieder um. Sobald die Umladung beendet ist, kann der nächste Triggerimpuls den Schaltvorgang erneut auslösen.

Die Impulsdauer dieses Multivibrators nach Bild 126 berechnet sich zu

$$t = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{\Delta U_{a_1} + U_{g_1} - U_{k_2}}{U_{sp}} \cdot [\text{sec}] \qquad (36)$$

In dieser Formel ist ΔU_{a_1} der Anodenspannungssprung an Rö 1, U_{sp} die Sperrspannung der verwendeten Röhren, U_{g_1} die negative Gittervorspannung von Rö 1 (durch R 3 und P erzeugt) und U_{k_2} die Spannung an R 3.

Eine andere Schaltungsvariante des monostabilen Multivibrators zeigt **Bild 127.** Hier ist der gemeinsame Katodenwiderstand R 4 durch einen sehr großen Kondensator C 2 überbrückt, so daß der Katodenkreis im Gegensatz zu Bild 126 keinen Einfluß auf den Rückkopplungsvorgang hat. Dafür sind jedoch zwischen den anderen Röhrenelektroden zwei Rückkopplungswege vorhanden. Der eine verläuft von der Anode von Rö 2 über C zum Steuergitter von Rö 1, der andere wird durch die galvanische

[1]) metastabil = in einem anderen Zustande, in einer anderen Phase befindlich, als es den äußeren Bedingungen entspricht.

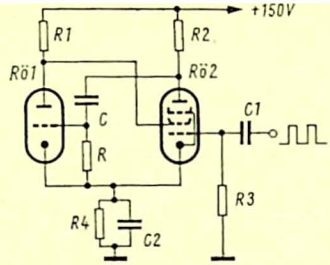


Bild 127 Monostabiler Multivibrator mit Schirmgitterkopplung

Verbindung der Anode von Rö 1 mit dem Schirmgitter von Rö 2 gebildet.

Die Schaltung erfordert eine Triggerung mit positiven Impulsen, die über C 1 auf das Steuergitter von Rö 2 gegeben werden. Im Ruhezustand leitet die Röhre Rö 1 dauernd, weil ihr Gitter über R unmittelbar auf Katodenpotential liegt. Anodenspannung und Schirmgitterspannung von Rö 2 sind daher verhältnismäßig niedrig. Das Steuergitter von Rö 2 erhält über R 3 eine relativ hohe negative Spannung, weil der Anodenstrom von Rö 1 an R 4 einen entsprechenden Spannungsabfall hervorruft. Gelangt nun ein positiver Triggerimpuls über C 1 an das Steuergitter von Rö 2, so beginnt diese Röhre Anodenstrom zu führen. An ihrer Anode entsteht ein negativer Impuls, der sich über C am Steuergitter von Rö 1 auswirkt und einen positiven Spannungsstoß an der Anode von Rö 1 verursacht. Über die galvanische Verbindung steigt gleichzeitig auch die Schirmgitterspannung von Rö 2 an, so daß diese Röhre noch mehr Strom zieht, während Rö 1 gesperrt bleibt. Der nunmehr erreichte metastabile Zustand dauert so lange, bis sich C völlig umgeladen hat. Dann hört der Ladestrom auf, an R entsteht also auch kein Spannungsabfall mehr, der das Gitter von Rö 1 negativ machte und Rö 1 sperrte. Rö 1 beginnt wieder Strom zu führen, und die Schaltung kippt in den Anfangszustand zurück. Für die Dauer des metastabilen Zustandes ist hauptsächlich die Zeitkonstante $R \cdot C$ maßgebend.

Eine weitere Schaltungsvariante des monostabilen Röhren-Multivibrators zeigt **Bild 128**. Hier ist der für beide Triodensysteme gemeinsame Katodenwiderstand R 4 durch einen Konden-

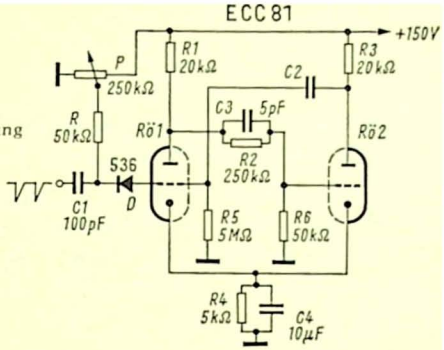


Bild 128 Monostabiler Röhren-Multivibrator mit Spannungsteilerkopplung

sator C 4 großer Kapazität überbrückt, der an R 4 eine gleichbleibende Gleichspannung aufrecht erhält. Rückkopplung kommt über den Kondensator C 2 zwischen der Rö 2-Anode und dem Rö 1-Steuergitter sowie zwischen der Rö 1-Anode und dem Rö 2-Steuergitter aus dem Spannungsteiler R 2 + R 6 zustande. R 2 ist mit dem Kondensator C 3 überbrückt, damit die steilen Schaltflanken übertragen werden. Der Arbeitspunkt von Rö 1 wird am Potentiometer P über R und die Diode D so eingestellt, daß Rö 1 im Ruhezustand dauernd leitet. Dann sind die Spannungen an der Rö 1-Anode und dem Rö 2-Gitter entsprechend niedrig. Außerdem läßt der Katodenstrom von Rö 1 an R 4 einen Spannungsabfall entstehen, der eine zur Sperrung von Rö 2 ausreichende negative Vorspannung erzeugt.

Wird dem Steuergitter von Rö 1 über C 1 und D ein negativer Triggerimpuls zugeführt, so sinkt der Anodenstrom von Rö 1 kurzzeitig ab. Der hierdurch an der Rö 1-Anode auftretende positive Impuls gelangt über R 2 zum Steuergitter von Rö 2. Dieses Röhrensystem beginnt Anodenstrom zu ziehen, so daß an seiner Anode ein negativer Impuls auftritt, der nunmehr über C 2 das Rö 1-Gitter entsprechend negativ macht. Rö 1 wird also gesperrt, während Rö 2 noch völlig geöffnet ist. Damit hat der metastabile Zustand begonnen. Er ist beendet, wenn sich C 2 über R 3 und R 5 hinreichend weit entladen hat. Dann kann Rö 1 wieder Strom führen, und die Schaltung kippt in den Anfangszustand zurück.

Die Impulsdauer dieser Schaltung ist

$$t = C_2 \cdot R_3 \cdot \ln \frac{\Delta U_a}{U_{sp}} \cdot \quad [\text{sec}] \qquad (37)$$

Darin bedeutet ΔU_a den Spannungssprung an R 3 und U_{sp} die Sperrspannung der Röhren.

8.2.1.2 Bistabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren

In **Bild 129** ist die wohl am häufigsten verwendete Grundschaltung des bistabilen Röhren-Multivibrators wiedergegeben. Auch hier liegt wieder in der gemeinsamen Katodenleitung der bei-

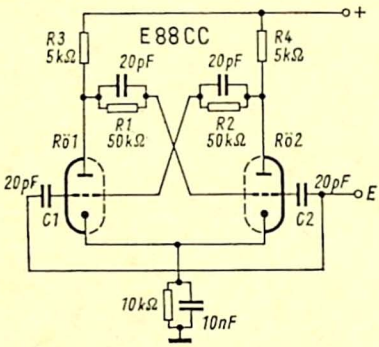


Bild 129 Grundschaltung des bistabilen Röhren-Multivibrators

den Röhrensysteme ein RC-Glied, das die benötigte Grundgittervorspannung erzeugt. Seine Zeitkonstante muß groß gegenüber der Periode der Eigenschwingung des Multivibrators sein, damit zwischen Katoden und Masse eine gleichbleibende Gleichspannung liegt. Der bistabile Typ ist gekennzeichnet durch die galvanische Kopplung zwischen der Anode des einen mit dem Gitter des anderen Röhrensystems. Die Koppelwiderstände R 1, R 2 werden auch hier mit Kondensatoren kleiner Kapazität überbrückt, um die Schaltsprünge möglichst steil von den Anoden auf die Gitter zu übertragen. Das wird um so wichtiger, je höher die erzeugte Frequenz ist. Wegen des wirksamen Innenwiderstandes der Röhren und ihren Anoden-Katoden-Kapazitäten wählt man die Anodenwiderstände R 3, R 4 möglichst klein, gerade so groß, daß der auftretende Spannungssprung zur Durch-

steuerung der angekoppelten Röhren ausreicht. Synchronisiert wird mit unipolaren (positiven oder negativen) Impulsen am Eingang E über die beiden Koppelkondensatoren C 1, C 2. Das Signal wird über die Koppelkondensatoren sehr stark differenziert auf die Steuergitter übertragen, so daß keine Bedenken bestehen, eine Rechteckspannung zur Triggerung zu verwenden.

8.2.1.3 Astabile Schaltungen mit Hochvakuumröhren

Der weitaus bekannteste, mit Hochvakuumröhren ausgerüstete Impulserzeuger ist zweifellos der astabile anodengekoppelte Multivibrator, dessen Grundschaltung **Bild 130** zeigt. Auch

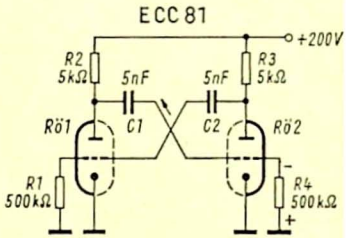


Bild 130 Astabiler anodengekoppelter Röhren-Multivibrator

hier sind zwei Röhrensysteme so miteinander gekoppelt, daß jeweils die Anode des einen mit dem Gitter des anderen verbunden ist; als Koppelglieder dienen jedoch zwei Kondensatoren (C 1, C 2), über die eine sehr starke Rückkopplung zwischen Rö 1 und Rö 2 entsteht. Angenommen, beim Einschalten des Multivibrators führe zunächst Rö 1 Strom. Dann liegt durch den an R 2 auftretenden Spannungsabfall an seiner Anode eine niedrige Spannung, und C 1 wird nur allmählich auf diesen Spannungswert aufgeladen. Der anfangs in der Pfeilrichtung fließende Ladestrom, der an R 4 einen Spannungsabfall mit der in Bild 130 angegebenen Polarität verursachte und so Rö 2 gesperrt hielt, verschwindet nunmehr. Rö 2 beginnt, Strom zu ziehen. Jetzt entsteht an R 3 ein Spannungsabfall, und die zunächst mit der Betriebsspannung identische Anodenspannung von Rö 2 sinkt auf einen niedrigeren Wert ab. Der an R 3 auftretende negative Spannungsimpuls gelangt über C 2 an das Gitter von Rö 1 und verringert den Anodenstrom dieses Röhrensystems. Hierdurch

steigt die Spannung an seiner Anode, und der positive Impuls läßt das Gitter von Rö 2 über C 1 noch positiver werden. so daß Rö 2 sehr schnell geöffnet wird, während Rö 1 schnell in den gesperrten Zustand gerät.

Nunmehr laden sich beide Kondensatoren (C 1, C 2) erneut um, und zwar mit ihren Zeitkonstanten (R 1 · C 2 bzw. R 4 · C 1) Nehmen wir zunächst an, diese Zeitkonstanten seien gleich groß, die Widerstände und Kondensatoren sind also symmetrisch dimensioniert (R 1 = R 4, C 1 = C 2). Der an C 2 abklingende Ladestrom läßt am Gitter von Rö 1 eine exponentiell in positiver Richtung ansteigende Gitterspannung entstehen. Erreicht diese die Sperrspannung von Rö 1, so beginnt dieses Triodensystem wieder Strom zu ziehen. Der dabei an R 2 auftretende negative Impuls sperrt Rö 2, sein Anodenstrom steigt, und über C 2 wird Rö 2 vollkommen geöffnet.

Damit ist der Ausgangszustand wieder erreicht, das Gitter von Rö 2 ist jetzt stark negativ; durch die fortschreitende Umladung von C 1 steigt die Spannung jedoch langsam an, bis die Sperrspannung von Rö 2 erreicht und alsdann ein weiteres Umkippen eingeleitet wird. Die Schaltung steuert sich also von selbst, und es entstehen impulsartige Spannungsformen an den Gittern und den Anoden der Röhrensysteme. Die Spannungen an den Anoden verlaufen nahezu rechteckförmig, die Spannungen an den Gittern zeigen dagegen den typisch exponentiellen Anstieg, verursacht durch die langsame Umladung der Koppelkondensatoren.

Die sich einstellende Frequenz f ist einerseits von der Gitterkreis-Zeitkonstante $C \cdot R_g$, anderseits von dem Verhältnis des Spannungsabfalls $I_a \cdot R_a$ am Anodenwiderstand zur Sperrspannung U_{sp} der Röhre abhängig.

$$f \approx \frac{2}{C \cdot R_g \cdot \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{sp}}} \quad [\text{Hz}] \qquad (38)$$

Hohe Werte der Gitterkondensatoren und -widerstände führen also zu tiefen Kippfrequenzen. Da bei hohen Folgefrequenzen steile Umschaltflanken erwünscht sind, muß man die Anodenwiderstände auch hier möglichst klein halten, um kleine

Anodenkreis-Zeitkonstanten zu erhalten. Damit an diesen Anodenwiderständen dann noch hinreichende Spannungsabfälle auftreten, werden Röhren mit hoher Stromergiebigkeit erforderlich.

Eine andere wichtige Schaltung ist der katodengekoppelte astabile Multivibrator, dessen mit Röhren bestückte Schaltung in **Bild 131** wiedergegeben ist. Hier führt der eine Rückkopplungs-

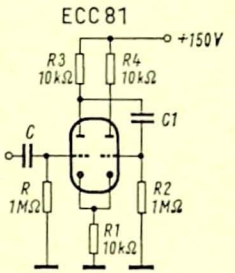


Bild 131 Astabiler katodengekoppelter Röhren-Multivibrator

weg von der Anode des linken Röhrensystems über C 1 auf das Gitter des rechten Systems, während der andere Rückkopplungsweg sich über den gemeinsamen Katodenwiderstand R 1 ausbildet. Nimmt man an, das linke System wolle gerade in den leitenden Zustand kippen, so entsteht an seiner Anode ein negativer Impuls, der über C 1 das rechte System sperrt. Hierdurch sinkt der Anodenstrom des rechten Systems, und deshalb wird auch der Spannungsabfall am Katodenwiderstand R 1 kleiner, so daß das linke System sehr schnell auf den vollen Anodenstrom kommt. Nunmehr lädt sich C 1 über R 2 so lange um, bis die Sperrspannung des rechten Systems gerade überschritten wird. Dieses System beginnt dann Anodenstrom zu ziehen, so daß sich der Spannungsabfall an R 1 erhöht und das linke System gesperrt wird. Je größer der Katodenwiderstand R 1 ist, um so höher ist der an ihm entstehende Spannungsabfall und um so länger dauert die Sperrung des linken Systems. Verwendet man einen sehr kleinen Widerstandswert für R 1, so bleibt das rechte System den größten Teil der Periode gesperrt, während das linke System nur kurzzeitig keinen Strom führt. Diese Schaltung eignet

sich daher besonders gut als Kippspannungserzeuger, wenn Kippspannungen mit kurzem Rücklauf gewünscht werden.

Die Zeitkonstante C 1 · R 2 (Bild 131) bestimmt vor allem die Frequenz des katodengekoppelten Multivibrators. Die Kippfrequenz wird aber auch von den Spannungswerten an den Röhrenelektroden beeinflußt. Gegenüber dem astabilen anodengekoppelten Multivibrator hat die Schaltung einen Vorteil, aber auch einen Nachteil. Der Vorteil besteht darin, daß das Gitter des linken Röhrensystems in Bild 131 an den Kippvorgängen nicht unmittelbar beteiligt ist. Man kann es daher sehr gut zum Synchronisieren verwenden, die Synchronisierimpulse also über C zuführen. Man erhält eine weitgehend rückwirkungsfreie Synchronisierung. Von Vorteil ist es auch, daß sich die Rechteckspannung an der Anode des rechten Systems rückwirkungsfrei entnehmen läßt, weil diese Elektrode ebenfalls nicht unmittelbar an den dynamischen Vorgängen beteiligt ist.

Nachteilig ist, daß die Katoden nicht an Masse liegen. Die Kapazität zwischen Katode und Heizfaden kann daher unter gewissen Bedingungen – besonders bei sehr hohen Frequenzen – stören, weil alsdann der Widerstand R 1 unzulässig kapazitiv belastet ist. Auch Brummstörungen können sich auf diesem Wege in die Schaltung einschleichen, besonders wenn die Röhre – wie meist üblich – mit Wechselstrom geheizt wird. Schwankungen der Betriebsspannung wirken sich beim katodengekoppelten Multivibrator auf die Frequenz aber weniger aus, weil R 1 einen Gegenkopplungsweg bildet.

8.2.2 Schaltungen mit Transistoren

8.2.2.1 Monostabiler Multivibrator mit Transistoren

Die grundsätzliche Schaltung eines monostabilen Transistor-Multivibrators zeigt **Bild 132.** Ebenso wie bei den Röhrenschaltungen ist hier immer ein Transistor gesperrt und einer stromdurchlässig. Durch die Dimensionierung der Schaltung muß dies ständig gesichert sein, sonst neigt die Schaltung zu Labilität. Im stabilen Zustand ist der Transistor T 2 vom Strom durchflossen, weil seine Basis B über den Widerstand R 3 auf negativem Potential liegt. Der über den kleinen Widerstand R 2 entstehende Spannungsabfall ist gering, so daß am Kollektor von T 2 nahezu

die volle Batteriespannung steht. Über den Widerstand R 5 gelangt dagegen an die Basis des Transistors T 1 ein ausreichend positives Potential, so daß der Transistor T 1 bei geeigneter Wahl des Widerstandes R 5 sicher gesperrt ist.

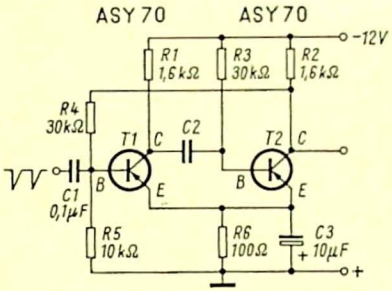


Bild 132 Monostabiler Multivibrator mit Transistoren

Gelangt nun an den Eingang des monostabilen Multivibrators ein negativer Impuls, so fließt kurzzeitig ein Strom über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T 1. Der dadurch fließende Kollektorstrom verursacht einen Spannungsabfall am Widerstand R 1. Es entsteht ein Spannungsstoß durch die kurzzeitige Potentialänderung, der über den Kondensator C 2 auf die Basis des Transistors T 2 gelangt. Diese erhält positives Potential, so daß der Kollektorstrom des Transistors T 2 sinkt. Hierdurch wird der Spannungsabfall an dem Widerstand R 2 geringer, und über den Widerstand R 4 gelangt jetzt negative Spannung an die Basis des Transistors T 1. Dieser Transistor bleibt deshalb stromdurchflossen.

Der Kondensator C 2 wird nun über den Widerstand R 3 in entgegengesetzter Richtung aufgeladen. Kurz nach dem Nulldurchgang der Spannung am Kondensator, wenn die Spannung an dem mit der Basis des Transistors T 2 verbundenen Kondensatorbelag gering negativ wird, kippt der Multivibrator in den stabilen Zustand zurück. Wegen der kleinen negativen Spannung an der Basis des Transistors T 2 fließt wieder ein Strom über den Widerstand R 2. Über den Rückkopplungsweg (Widerstand R 4) wird der Transistor T 1 mit positivem Potential gesperrt.

Der labile Zustand dauert also an, bis sich der Kondensator C 2 über den Widerstand R 3 entladen hat. Die Impulsdauer ist demnach nur abhängig von dem Wert des Kondensators C 2 und des Widerstandes R 3. Für die Impulsdauer t gilt folgende Formel:

$$t = 0{,}69 \cdot C_2 \cdot R_3 \tag{39}$$

Die Impulsdauer ist also etwa gleich dem 0,7fachen Wert der Zeitkonstante $C_2 \cdot R_3$.

Verwendet man anstelle der Widerstände R 1 oder R 2 ein Relais, so erhält man mit dieser Anordnung eine ausgezeichnete Verzögerungsschaltung. Die Widerstände R 1 und R 2 sind demnach Arbeitswiderstände, deren Wert bei der Bemessung der monostabilen Kippschaltung im allgemeinen vorgegeben sein wird. Sie müssen jedoch mindestens so groß sein, daß über die Transistoren im völlig durchgeschaltenen Zustand kein unzulässig hoher Strom fließen kann. Man legt derartige Multivibratoren im allgemeinen symmetrisch aus, d. h., die Widerstände R 1 und R 2 haben gleiche Werte. Nur selten, wenn mit einer sehr raschen Impulsfolge gerechnet werden muß, wird der Multivibrator unsymmetrisch ausgeführt. Man macht dann den Widerstand R 1 kleiner als den Widerstand R 2. Nimmt man an, daß ein Kondensator nach der dreifachen Zeitkonstante vollständig aufgeladen ist, so errechnet sich die Wiederbereitschaftszeit t_w nach der Formel

$$t_w = 3 \cdot R_1 \cdot C_2. \tag{40}$$

Der Widerstand R 6 kann wegen seines geringen Wertes vernachlässigt werden.

Der Formel (39) für die Impulszeit t ist zu entnehmen, daß man bei großen Werten des Widerstandes R 3 mit kleinen Kapazitäten C 2 auskommt. R 3 darf jedoch nur so groß werden, daß über ihn ein Basisstrom fließen kann, der den Transistor T 2 durchzusteuern vermag. Hier gilt die Gleichung

$$R_3 \leqq 0{,}8 \cdot R_1 \cdot B_2 \tag{41}$$

Der Faktor 0,8 ist ein Sicherheitsfaktor und B_2 bedeutet die Gleichstromverstärkung des Transistors T 2.

Die Aufgabe des Spannungsteilers R 4 + R 5 ist, dafür zu sorgen, daß der Transistor T 1 im stabilen Zustand sicher gesperrt ist; die Spannung am Widerstand R 5 muß also dann kleiner sein als die Spannung am Widerstand R 6. Der Spannungsabfall am

Widerstand R 6 soll stets zwei- bis fünfmal so groß wie die Basis-Emitter-Spannung des durchgesteuerten Transistors T 1 sein. Der absolute Wert liegt zwischen 0,5 und 1 V.

Weiter ist erforderlich, daß über den Widerstand R 4 der für die Durchsteuerung des Transistors T 1 während des labilen Schaltzustandes notwendige Basisstrom fließen kann. Es gilt daher

$$R_4 \leqq 0{,}6 \cdot R_1 \cdot B_1 \qquad (42)$$

In dieser Gleichung ist 0,6 wieder ein Sicherheitsfaktor, und B_1 bedeutet die Gleichstromverstärkung des Transistors T 1.

Die Impulsdauer regelt man am besten durch Verändern des Widerstandes R 3 ein, dessen maximaler Wert bereits in der Formel (41) festgelegt wurde. Den unteren Grenzwert bestimmt die Größe des zulässigen Basisstromes für den Transistor T 2. Die Impulsdauer läßt sich stufenlos etwa im Verhätnis 1 : 100 regeln. Sollen größere Zeitunterschiede erfaßt werden, so muß der Kondensator C 2 in Stufen umgeschaltet werden. Die erforderliche Höhe des Auslöseimpulses beträgt für die in Bild 132 angegebenen Werte 0,5 V.

In **Bild 133** ist die Schaltung eines getriggerten monostabilen Multivibrators gezeichnet, der mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 ausgerüstet ist [13]. Der Arbeitspunkt dieses Multivibrators muß so eingestellt sein, daß der erste Transistor von TAA 151 gesperrt ist. Der Kippvorgang wird durch die Rückflanke des negativen Triggerimpulses ausgelöst. Hierbei darf die Amplitude des Triggerimpulses einen Wert von $-0{,}8\ V_{ss}$ nicht unterschreiten, damit ein sicheres Ansprechen der Schaltung gewährleistet ist. Die Wiederbereitschaftszeit ist ungefähr doppelt so lang wie der labile Zustand. Die Länge des Ausgangsimpulses ist mit dem Kondensator C 1 einstellbar von 2,5 µsec bis 50 msec. Die nötige Kapazität von C 2 hängt von der Impulsperiode ab. Sie muß so groß sein, daß saubere Rechteckimpulse am Ausgang entstehen. Der Betriebsstrom beträgt etwa 9 mA.

Bild 134 zeigt eine Schaltungsvariante des vorbeschriebenen Multivibrators, bei der die Verzögerungszeit nicht nur durch den Kondensator C 1, sondern auch mit dem Widerstand R 2 (10 bis 200 kΩ) verändert werden kann.

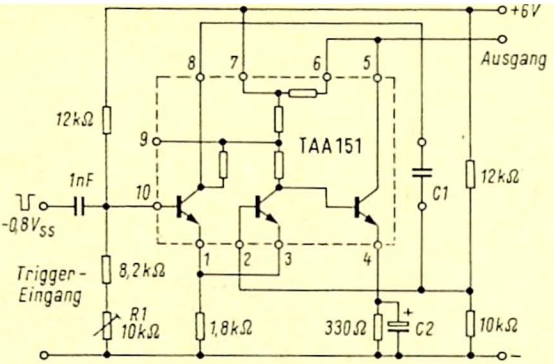


Bild 133 Getriggerter monostabiler Multivibrator mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151

Wenn der Steuerimpuls am Eingang E kürzer sein kann als die eingestellte Verzögerungszeit, so ist die eingezeichnete Diode BAY 44 vorgesehen, damit der Multivibrator nicht vorzeitig durch die Abfallflanke des Eingangsimpulses zurückkippt. Dann ist allerdings zusätzlich der gestrichelt eingetragene Widerstand R 4 zum Entladen des Kondensators C 2 einzubauen.

Die Verzögerungszeit ist etwa $0{,}5 \cdot R\,2 \cdot C\,1$. Bei einer Anstiegszeit des Steuerimpulses < 5 nsec erreicht man als kürzeste Verzögerungszeit 0,5 µsec. Die Steilheit der Ausgangsflanken ist < 10 nsec, die Wiederbereitschaftszeit etwa $7 \cdot C\,1$.

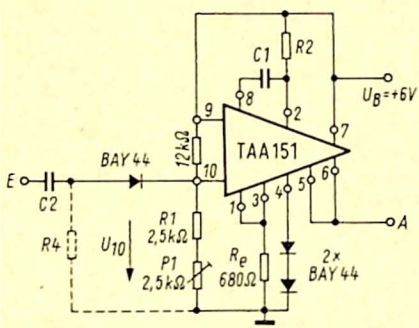


Bild 134 Monostabiler Multivibrator mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151

8.2.2.2 Bistabiler Multivibrator mit Transistoren

Bistabile Transistor-Multivibratoren weisen bei geringerem Aufwand bereits sehr gute Eigenschaften auf. Die in **Bild 135** gezeigte Schaltung entspricht weitgehend dem üblichen anodengekoppelten bistabilen Röhren-Multivibrator (Bild 129), wenn

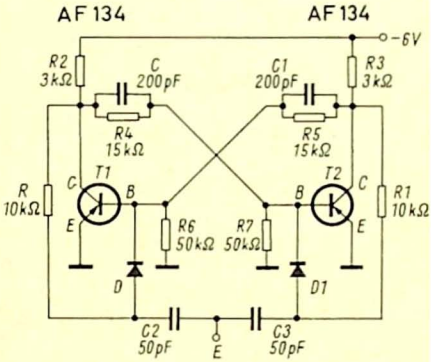


Bild 135 Bistabiler Transistor-Multivibrator

man die Basis mit dem Steuergitter, den Emitter mit der Katode und den Kollektor mit der Anode gleichsetzt. Auch hier wird galvanisch gekoppelt (über die Widerstände R 4 und R 5). Sie sind ebenso wie beim Röhren-Multivibrator mit den Kondensatoren C und C 1 überbrückt, damit steile Umschaltflanken übertragen werden. Die Ausgangsspannung kann an der Kollektorseite der Widerstände R 2 oder R 3 abgegriffen werden. Über die Spannungsteiler R 6, R 5 bzw. R 7, R 4 erhalten die Basen der beiden Transistoren stabile Vorspannungen. Gesteuert wird der Multivibrator vom Eingang E aus über die Kondensatoren C 2 und C 3, die in Reihe mit den ihnen zugeordneten Dioden D und D 1 liegen. Beide Dioden sind so gepolt, daß sie nur positive Impulse durchlassen. Sie erhalten über R, R 6, R 5 bzw. R 1, R 7, R 4 eine solche Vorspannung, daß zur Auflösung des Multivibrators eine Mindestamplitude nötig ist, damit die Dioden leitend werden. Das hat den Vorteil, daß die Schaltung gegen von außen kommende Störungen weitgehend unempfindlich ist.

Positive Impulse sperren die Transistoren abwechselnd und bringen damit die Schaltung zum Umkippen. Leitet z. B. zunächst

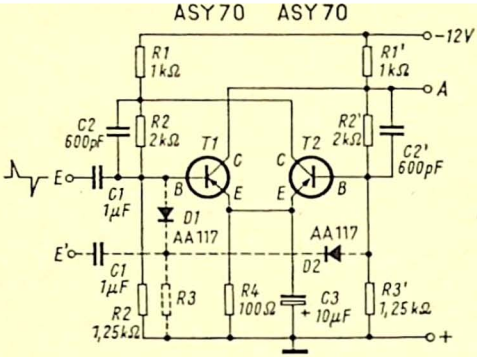


Bild 136 Eine andere Schaltung eines bistabilen Multivibrators mit Transistoren

der Transistor T 1, so wird dieser durch den positiven Impuls über C 2, D gesperrt. Der Kollektorstrom des Transistors T 1 sinkt, und dadurch verringert sich der Spannungsabfall an R 2. Der Spannungssprung gelangt über C, R 4 zur Basis von T 2 und öffnet diesen Transistor. Wegen des einsetzenden Kollektorstromes wird nunmehr auch der Kollektor von T 2 positiver, der Spannungssprung gelangt über C 1, R 5 an die Basis von T 1 und sperrt den Transistor T 1 völlig. Jetzt ist der zweite stabile Zustand erreicht, der erst durch den nächsten über C 3, D 1 zugeführten Triggerimpuls beendet wird.

Eine andere bistabile Schaltung eines Multivibrators mit Transistoren ist in **Bild 136** dargestellt. Dieser Multivibrator hat zwei stabile Schaltstellungen, in die er durch zwei verschiedene, meist entgegengesetzt gepolte Impulse gebracht wird. Auch diese Schaltung ist symmetrisch aufgebaut. Die Arbeitswiderstände R 1 und R 1′ haben daher gleiche Größe. Ihre Werte sind im allgemeinen vorgegeben.

Nehmen wir zunächst an, der Transistor T 1 sei stromdurchflossen. Der Transistor T 2 ist dann gesperrt, weil an seiner Basis – bezogen auf den Emitter – wegen des Spannungsabfalles am Widerstand R 1′ eine positive Spannung liegt.

Trifft nun über den Kondensator C 1 ein kurzer positiver Impuls auf die Basis des Transistors T 1, so wird dieser kurzzeitig gesperrt, und an die Basis des Transistors T 2 gelangt ein negatives Potential, weil der Spannungsabfall an R 1′ verschwindet.

Über den Transistor T 2 fließt nunmehr ein Strom, so daß der Transistor T 1 endgültig gesperrt wird. Erst ein negativer Impuls an der Basis des Transistors T 1 öffnet diesen wieder und die Anordnung kippt in die alte Ruhelage zurück. Der Wert des Widerstandes R 4 bzw. die an ihm abfallende Spannung bestimmen die erforderliche Höhe des Auslöseimpulses. Im allgemeinen macht man den Widerstand R 4 so groß, daß die Spannung an ihm 0,5...1 V beträgt. Der das Umkippen auslösende Spannungsimpuls muß dann etwas höher sein. Er beträgt bei der gewählten Dimensionierung etwa $\pm$ 1 V. Die Widerstände R 3 und R 3′ müssen – wie bereits beim monostabilen Multivibrator ausgeführt – so klein sein, daß der Kollektor-Basis-Reststrom an ihnen keinen höheren Spannungsabfall verursacht, als er am Widerstand R 4 auftritt. Über die Widerstände R 1 und R 2 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T 1 notwendige Basisstrom fließen können, daher

$$R_1 + R_2 \leqq 0{,}6 \cdot R'_1 \cdot B \qquad (43)$$

In dieser Formel ist der Wert 0,6 wieder ein Sicherheitsfaktor und B bedeutet die Gleichstromverstärkung des Transistors T 1.

Die Kondensatoren C 2 und C 2′ bewirken eine Beschleunigung des Umschaltevorganges. Der Kondensator C 3 hält die Spannung am Widerstand R 4 während der Umschaltezeit aufrecht.

Will man das Kippen des Multivibrators in die andere Schaltstellung mit Impulsen gleicher Polarität erreichen, so müssen die Impulse über den in der Schaltung nach Bild 136 gestrichelt eingezeichneten Anschluß zugeführt werden. Je nachdem, wie die beiden Dioden D 1 und D 2 gepolt sind, können positive oder negative Impulse verarbeitet werden. Im gezeichneten Fall bewirkt eine Folge von negativen Impulsen jeweils einen Wechsel zwischen den beiden möglichen Schaltstellungen.

8.2.2.3 Astabiler Multivibrator mit Transistoren

Ähnlich wie bei den Röhrenschaltungen können wir hier zwischen Schaltungen mit kollektorgekoppelten (anodengekoppelten) und emittergekoppelten (katodengekoppelten) Multivibratoren unterscheiden. In den **Bildern 137** und **138** sind zwei gleichartige, einfache Schaltungen eines astabilen Transistor-Multivibrators mit Kollektorkopplung wiedergegeben, die schaltungs-

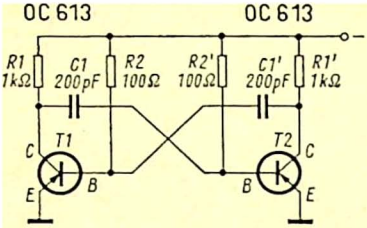


Bild 137 Astabiler Transistor-Multivibrator (kollektorgekoppelt)

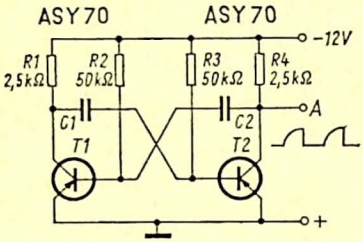


Bild 138 Astabiler Multivibrator mit Transistoren (Kollektorkopplung)

mäßig etwa mit Bild 130 übereinstimmen. In der Wirkungsweise ergeben sich jedoch einige Unterschiede.

Nehmen wir an, der Transistor T 2 in Bild 137 befinde sich gerade in leitendem Zustand, dann wird seine Kollektorspannung plötzlich positiv. Dieser Spannungssprung gelangt über den Kondensator C 1′ zur Basis des Transistors T 1 und sperrt diesen. Hierdurch wird die Spannung am Kollektor des Transistors T 1 negativ. Über den Kondensator C 1 wird diese Spannung der Basis des Transistors T 2 zugeführt, so daß dieser Transistor völlig in den leitenden Zustand gerät. Nunmehr ladet sich der Kondensator C 1′ über den Kollektorwiderstand R 1′ und den Basiswiderstand R 2 um, was eine gewisse Zeit dauert, bedingt durch den Wert des Basiswiderstandes R 2. Nach dem Abklingen des Umladestromes wird die über den Widerstand R 2 zugeführte negative Spannung an der Basis des Transistors T 1 wirksam, so daß dieser Transistor anfängt, Strom zu führen. An seinem Kollektor tritt ein positiver Impuls auf, der über den Kondensator C 1 den Transistor T 2 zu sperren beginnt. Hierdurch wird nicht nur die Kollektorspannung von T 2, sondern über den Kondensator C 1′ auch die Basisspannung des Transi-

stors T 1 negativer, so daß der Transistor T 1 schnell in den leitenden Zustand gerät, während der Transistor T 2 gänzlich sperrt. Nunmehr muß sich der Kondensator C 1 über den Widerstand R 2' entsprechend langsam entladen, bis die Basis des Transistors T 2 ausreichend negativ ist, und T 2 wieder beginnt, Strom zu ziehen.

Die Folgefrequenz der Schwingungen ist – bei symmetrischer Dimensionierung – vor allem durch die Zeitkonstante $C_1 \cdot R_2$ bestimmt. Die wesentlich kleinere Zeitkonstante, die sich bei dem jeweils leitenden Transistor aus der Koppelkapazität (C 1 bzw. C 1') und dem kleinen Widerstand der Basis-Emitterstrecke ergibt, kann vernachlässigt werden. Hierdurch wird jedoch der Abfall der Kollektorspannung wesentlich flacher als der Anstieg.

Die Frequenz f ergibt sich zu

$$f \approx (2\, C_1 \cdot R_2 \cdot \ln 2)^{-1} \qquad \text{[Hz]} \qquad (44)$$

Sie beträgt bei den in Bild 137 angegebenen Daten etwa 45 kHz. Die höchste erzielbare Frequenz wird vorzugsweise durch die Grenzfrequenz der verwendeten Transistoren bestimmt. Kleine Kollektorwiderstände bewirken steile Umschaltflanken.

Die Schaltung nach Bild 138 wurde mit modernen Siemens-Transistoren aufgebaut. Die Stromflußzeit t_1 des Transistors T 1 – und damit die Folgefrequenz der ganzen Schaltung – ist abhängig von dem Wert des Kondensators C 1 und des Widerstandes R 3:

$$t_1 = 0{,}69 \cdot C_1 \cdot R_3 \qquad (45\,a)$$

Demgemäß ist die Stromflußzeit t_2 des Transistors T 2 abhängig von der Größe des Widerstandes R 2 und des Kondensators C 2:

$$t_2 = 0{,}69 \cdot C_2 \cdot R_2 \qquad (45\,b)$$

Über die Widerstände R 2 und R 3 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T 1 bzw. des Transistors T 2 notwendige Basisstrom fließen können. Es gelten daher die Gleichungen:

$$R_2 \leqq 0{,}8 \cdot R_1 \cdot B_1 \text{ und} \qquad (46\,a)$$

$$R_3 \leqq 0{,}8 \cdot R_4 \cdot B_2 \qquad (46\,b)$$

In diesen Gleichungen ist B_1 wieder die Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung des Transistors T 1 und B_2 die des Transistors T 2.

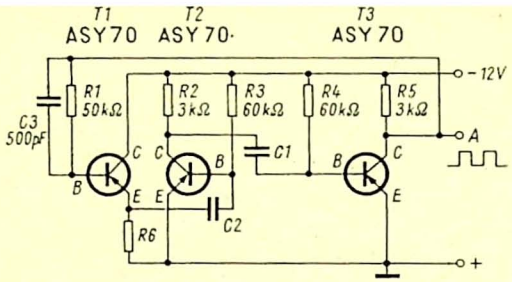


Bild 139 Astabiler Multivibrator (kollektorgekoppelt) mit drei Transistoren zur Erzielung einer Rechteckspannung

Die Werte von C 1 und C 2 sind von der gewünschten Schwingfrequenz abhängig.

Wird die Schaltung unsymmetrisch dimensioniert, so erhält man auch ein unsymmetrisches Ausgangssignal. Eine völlig unsymmetrische Ausführung wird dann erforderlich, wenn das Tastverhältnis größer als 1 : 10 werden soll. Ein Tastverhältnis von 1 : 10 kann gerade noch durch verschiedene Werte der Kondensatoren C 1 und C 2 bzw. der Widerstände R 2 und R 3 erreicht werden. Wählt man auch für die Kollektorwiderstände R 1 und R 4 verschiedene Werte, so läßt sich ein Tastverhältnis bis zu 1 : 100 erzielen. Zweckmäßig wird man stets dem Kondensator C 2 die kleinere Kapazität zuteilen, weil durch diesen Kondensator eine Verschleifung der rechteckförmigen Ausgangsspannung hervorgerufen wird.

Eine exakte Rechteckspannung erhält man dann, wenn der Kondensator C 2 mit Hilfe eines dritten Transistors entkoppelt wird. Diese Schaltung zeigt **Bild 139.** Auch hier sind die Werte der Kondensatoren C 1 und C 2 abhängig von der Schwingfrequenz.

Die dem katodengekoppelten Multivibrator der Röhrentechnik entsprechende Schaltung eines astabilen Transistor-Multivibrators mit Emitterkopplung gibt **Bild 140** wieder. Rückgekoppelt wird einerseits über den zwischen dem Kollektor des Transistors T 1 und der Basis des Transistors T 2 liegenden Kondensator C, andererseits über den beiden Transistoren gemeinsamen Emitter-

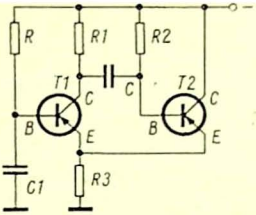


Bild 140 Astabiler Transistor-Multivibrator (emittergekoppelt)

widerstand R 3. Die Wirkungsweise entspricht der des katodengekoppelten Röhren-Multivibrators (vgl. die Ausführungen zu Bild 131).

Die integrierte Halbleiterschaltung TAA 151 läßt sich auch in einem astabilen Multivibrator nach **Bild 141** verwenden [13]. Mit dieser Schaltung werden Rechteckimpulse mit einer Amplitude von 3,8 V_{ss} und mit einem Tastverhältnis von 1:1 erzeugt. Die Kapazität des Kondensators C 1 bestimmt die Impulsfrequenz. Sie kann bei geeigneter Wahl des Kondensators zwischen 10 Hz und 180 kHz liegen. Die Kapazität des Kondensators C 2 hängt von der Impulsperiode ab. Diese Kapazität muß so groß sein, daß saubere Rechteckimpulse am Ausgang entstehen. Man ermittelt den erforderlichen Wert zweckmäßig empirisch. Durch die verschiedenen Schaltzustände des Ausgangstransistors fällt die Steilheit der beiden Flanken der Rechteckimpulse verschieden aus. Die Steilheit der Vorderflanke beträgt 220 nsec, die der Rückflanke nur 50 nsec.

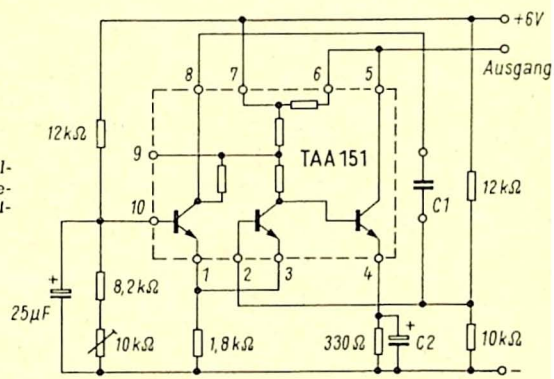


Bild 141 Astabiler Multivibrator mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151

Literaturübersicht

[1] Rohde & Schwarz, Die Kurzinformation 5 u. 6/1962

[2] H. Sutaner, Die Wobbelsender, Band 103 der Radio-Praktiker-Bücherei, 2. Auflage

[3] Herbert Lennartz, Schwebungssummer, Band 78 der Radio-Praktiker-Bücherei, 2. Auflage

[4] Meinke/Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg

[5] Funktechnisches Arbeitsblatt OS 61, RC- und Phasenschieber-Generatoren für Tonfrequenz

[6] Erich Gelder und Walter Hirschmann, Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Band 1, Siemens & Halske AG, Wernerwerk für Bauelemente, München 1964

[7] Funktechnisches Arbeitsblatt Mo 11, Amplituden- und Frequenzmodulation

[8] H. Sutaner, Superhet-Empfänger, Band 91/92 der Radio-Praktiker-Bücherei, 1. u. 2. Auflage

[9] Ernst Nieder, Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt, Band 77/77 a der Radio-Praktiker-Bücherei, 5. Auflage

[10] 100-kHz-Eichgeneratoren, Funkschau Heft 1/1964, Seite 18

[11] Ein Transistor-Quarzgenerator als Eichpunktgeber, Funkschau Heft 4/1963, Seite 94

[12] Heinz Richter, Impulspraxis, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1965

[13] Siemens-Halbleiterbeispiele 1968 und 1969

Weitere empfehlenswerte Literatur

Veröffentlichungen in der Funkschau

1. über Meßsender

RC-Generator für Tonfrequenz, Heft 23/1959, S. 565
UKW-Transistor-Prüfsender, Heft 14/1959, S. 341
FM-Prüfgenerator für 5,5 MHz, Heft 12/1959, S. 289
Rechteckgenerator mit Transistoren, Heft 13/1959, S. 310
Standardfrequenz-Generator mit Transistoren, Heft 4/1959, S. 91
RC-Generator mit überbrücktem T-Glied, Heft 7/1961, S. 167
Frequenznormal mit zwei Quarzen, Heft 22/1961, S. 578
Stabiler Kristalloszillator, Heft 22/1961, S. 578
RC-Generatoren, Heft 8/1961, S. 199 und Heft 10/1961, S. 269
Universal-Generatorschaltung, Heft 10/1961, S. 260
Klein- und Steuersender für 70-cm-Band, Heft 3/1962, S. 69
Eichspannungsgenerator für Oszillografen, Heft 24/1962, S. 634
Eichzusatz zum Hf-Generator, Heft 22/1962, S. 576
Meßsender mit Transistoren, Heft 7/1962, S. 168
RC-Generator mit großem Frequenzbereich, Heft 3/1962, S. 62 und Heft 12/1962, S. 302
Stabilisierte Ausgangsspannung bei Hf-Generatoren, Heft 11/1962, S. 282
Transistorsummer für die Fehlersuche, Heft 18/1962, S. 481 und Heft 24/1962, S. 635
UHf-Generator mit Modulations- und Netzteil, Heft 9/1962, S. 244
Balkengenerator im Füllhalterformat, Heft 8/1963, S. 209
Durchgangsprüfer mit Tongenerator, Heft 23/1963, S. 652
Eichpunktgeber mit Quarz-Generator, Heft 4/1963, S. 94
Eichspannungsgenerator, Heft 21/1963, S. 592
Glimmröhren-Durchgangsprüfer mit Tongenerator, Heft 23/1963, S. 652
Minitest 2, ein Balkengenerator, Heft 8/1963, S. 209
Nf-Generator mit Doppel-T-Filter, Heft 15/1963, S. 432
Normalton-Generator, Heft 9/1963, S. 254
Quarzgenerator, Heft 4/1963, S. 94
Rauschgenerator mit Siliziumdiode, Heft 3/1963, S. 74
Sinusgenerator mit Transistoren von 10 Hz bis 1 MHz, Heft 18/1963, S. 505
Tongenerator für elf Festfrequenzen, Heft 19/1963, S. 544
Transistor-Stimmgabelgenerator, Heft 9/1963, S. 254
Rechteckgenerator für hohe Ansprüche, Heft 3/1964, S. 65
Nf-Generator im Kleinformat, Heft 2/1964, S. 31
Prüfsender für Fernsehumsetzer, Heft 8/1964, S. 186

RC-Generatoren mit Transistoren, Heft 10/1964, S. 260
RC-Sinusoszillator mit Transistoren, Heft 17/1964, S. 472
Transistor-Breitband-Meßsender, Heft 12/1964, S. 326
Transistor-Prüfgeräte Semitest, Heft 24/1964, S. 657
100-kHz-Eichgenerator, Heft 1/1964, S. 18
Ein einfacher Sinus-Kosinus-Generator, Heft 4/1965, S. 90
Ein Sinus- und Rechteck-Generator mit Transistoren, Heft 6/1965, S. 137
Tonfrequenzgenerator, auf 1 Hz genau abstimmbar, Heft 6/1965, S. 140
Ein universeller FM-Stereogenerator, Heft 15/1965, S. 407
Stimmgabel-Oszillatoren, Heft 17/1965, S. 452
RC-Generator für Tonfrequenzen, Heft 17/1965, S. 474
AM-Meßsender mit Transistoren, Heft 2/1966, S. 45
Wobbelsender mit vier Festfrequenzen und Transistoren, Heft 3/1966, S. 73
Der Universer (ein vielseitiger Prüfsender), Heft 4/1966, S. 113
Transistorbestückter Prüfsender zum Selbstbau, Heft 16/1966, S. 507
Entwicklung eines Transistor-Prüfsenders, Heft 19/1966, S. 603
Transistor-Prüfsender für AM, Heft 21/1966, S. 659
RC-Generator, Heft 16/1967, S. 501
Sinusgenerator für tiefe Frequenzen, Heft 18/1967, S. 581
Wobbler-Prüfsender mit Transistoren, 1968, Heft 1, S. 9, Heft 2, S. 53, Heft 10, S. 300
Einfacher Empfänger-Prüfgenerator, Heft 10/1968, S. 317
RC-Generator für Nf-Anwendungen, Heft 18/1968, S. 563
Rechteckgenerator mit minimalem Aufwand, Heft 13/1969, S. 399
Rechteckgenerator von 12 Hz bis 22 kHz, Heft 11/1969, S. 339

2. über Frequenzmesser

Grid-Dip-Meter, Heft 8/1959, S. 163
Diodenmischer zum Frequenzvergleich, Heft 15/1961, S. 392
Eichspannungsteiler hoher Genauigkeit, Heft 15/1961, S. 400
Lecher-Schwingkreise für den Amateur, Heft 24/1961, S. 645
Frequenzteiler mit Transistoren, Heft 1/1962, S. 258
Hilfsgerät zur Frequenzmessung, Heft 22/1962, S. 583
Tonfrequenzmeßgerät mit RC-Generator usw., Heft 6/1962, S. 141 und Heft 11/1962, S. 274
Dipmeter, Heft 4/1963, S. 93 und Heft 16/1963, S. 453
Frequenzmesser für Tonfrequenz, Heft 13/1963, S. 373, Heft 14/1963, S. 423 und Heft 18/1963, S. 507
Prüfempfänger für TV-Anlagen, Heft 1/1963, S. 26
Transistor-Dipmeter, Heft 17/1963, S. 484, Heft 15/1964, S. 406 und Heft 16/1964, S. 426

3. **über Multivibratoren**

Akustisches Meßinstrument (mit gesteuertem Multivibrator) Heft 22/1960, S. 553

Frequenzmodulierter Multivibrator als Wobbler, Heft 2/1969, S. 36

Schmitt-Trigger mit integrierter Schaltung, Heft 6/1969, S. 159

Monostabiler Multivibrator mit integrierter Schaltung, Heft 6/1969, S. 162

Funktechnische Arbeitsblätter

Mo 11 Amplituden- und Frequenzmodulation

Mv 91 Bestimmung der Grenzempfindlichkeit (Rauschgenerator)

Os 21 Oszillatoren für Hochfrequenz

Os 31 Der Multivibrator

Os 61 RC- und Phasenschiebergeneratoren für Tonfrequenz

Os 81 Quarzoszillatorschaltungen

Os 82 Quarzoberwellenoszillatoren

Os 83 Quarzoszillatorschaltungen mit Transistoren

Sk 11 Frequenzstabile Schwingungskreise – Temperaturkompensation

Sachverzeichnis

A

Abfall|flanke 156
– zeit 126
Ablesegenauigkeit 76
Abschwächer 96, 105
Abschwächung 76
Absolutwerte 10, 36
Absorptions|frequenzmesser 141
– kreis 128
– prinzip 135
Abstandsrollen 130
Abstrahlung 70
Achsdurchführungen 54
Addierschaltung 98, 99, 103
α-Grenzfrequenz 26
AM-Frequenz 50
– Minimum 94
– Modulation 24
Amplituden|abfall 126
– begrenzer 69
– begrenzung 37, 38
– einsteller 66, 69
– gang 37, 77
– koeffizienten 12
– konstanz 13
– modulation 76
– regler 73
– reglung 77
– schwankungen 50
– stabilisierung 37
– verlauf 36
Anfachungszustand 37
Anfangs|stellung 126
– zustand 147
Anoden|abstimmkreis 26
– basisschaltung 88
– kreis-Zeitkonstante 151
– spannungssprung 145
Anpassung 27, 123
– netzwerk 107
Anschluß|buchsen 50
Anschlußklemmen 133
Anschwingen 127
Anstiegzeit 66, 126, 156
Antiparallelschaltung 133
Antriebsachsen 42
Anzapfung 72
Anzeige 132
– genauigkeit 129
– lampe 97
– verstärker 82
Arbeits|punkt 70, 155
– widerstand 80, 154
Asymmetrie 99, 102
Attenuator 56
Auflade|spannung 130
– zeitkonstante 130
Aufzählschaltung 98, 102
Ausgang 64
– flanke 156
– impedanz 66, 107
– signal 70, 97, 162
– spannungsteiler 60, 66
– stufe 89
– widerstand 47
Ausgleichsstrom 55
Auskopplung 49
Auslöseimpuls 159
Austasten 85
Austast|impuls 114
– lücke 114
– spannung 84
Automatik 110, 123

B

Balken, weiße 99
Balkenzahl 114
Band|breite 76
– spreizung 77
Barium 24
Basis|schaltung 27, 77, 93, 105
– Emitter-Spannung 155

Basis|spannung 43
– spannungsteiler 28, 69
– strom 69, 154
– widerstand 126
BAS-Signal 110, 118
Bau|gruppe 87
– satz 55, 70, 131
Bedienungs|feld 60
– knopf 55
Begrenzer 66
– stufe 111, 114
– wirkung 70
Begrenzung 76
Bereich|schalter 54
– kondensatoren 135
β-Frequenz 26
Betriebs|arten 87
– frequenz 26
– spannung 132
– spannungswert 130
Bild|austastsignal 118
–, bipolar 140
– geometrie 110
– inhalt 111
– muster 114
–, schwarzes 99
– synchronisierimpulse 114
– träger 121
Blind|röhren 51
– widerstand 12, 51
Blinkschaltung 144
Block|muster 104
– schaltbild 60, 89
– schaltung 66
– schema 95
Blöcke 99
Bremsgitter 18
Brücken|gleichrichter 86
– -Nullzweig 38
– schaltung 34, 77, 128
– strom 38
– zweig 32

C

CCIR-System 95
Clapp-Oszillator 29
– -Schaltung 28
Colpitts-Oszillator 16, 19, 97, 104
– -Schaltung 28

D

Datenblatt 24
Dämpfungs|glied 119
– kondensator 120
– regler 121
Dekade 10, 76
Dichte 10
Dichtheit 10
Differential-Drehkondensator 48
Differenzierglied 114
Differenzierung 97, 98
Dimensionierung 159
Dioden|schaltung 19
– Widerstands-Kopplung 84
Dip 142
Diskriminator 92
Dolpp 55
Doppel|deckel 54
– -Drehkondensator 60
– -Potentiometer 38
– -T-Filter 44, 80
– -Triode 41, 144
Draht|bügel 18
– dicke 22, 23
Drain 140
– strom 140
Drehschalter 85
Dreifachdrehkondensator 42
Dreipunkt|-Oszillator 52
– schaltung 14, 77, 119, 120, 138
Druck|gußseitenteile 87
– schaltplatte 60, 80, 82, 111, 140
– schaltung 82
– schaltungstechnik 76, 138
– tasten 87, 131
Durch|laßtransistor 97
– steuerung 155, 161
– stimmbar 12
– stimmbarkeit 10, 11

E

ECO-Oszillator 56
– -Schaltung 17
Effektivwert 47, 64, 66

Eich|pfiffe 125
– punktgeber 125
Eico 55
Eigen|frequenz 25
– modulatoren 50
– schwingung 148
– strom 120
Einbereich-Oszillator 60
Eingangs|impedanz 101
– impuls 156
– widerstand 80
Einkopplung 77
Einstell|genauigkeit 76
– trimmer 141
Ela-Technik 9
Elektronenlaufzeiten 13, 23
Emissionsstrom 13
Emitter|folger 69, 77
– impedanz 27
– kombination 80
– kondensator 80
– schaltung 26, 27, 82, 93, 119
– stufen 80
– widerstand 82, 141
– zuleitung 77
Endstufe 80
Entkopplungs|glied 69
– widerstand 80
Entzerrernetzwerk 85
Erreger|frequenz 15
– spannung 101
Exemplarstreuungen 63

F

Fehlanpassung 49
Fein|abschwächer 58
– einstellung 53
Feldeffekttransistor 68, 138
Fernsteuer|freund 131
– sender 133
Ferritstab 137
Festhaltediode 130
FET 140
Flächentransistor 27
Flußwiderstand 51
FM-Frequenz 50
– -Modulator 24
FM-Zf-Wobbler 74
Folgefrequenz 150, 161
Frequenz|bereich 127
– genauigkeit 66
– grenze 130
– hub 52
– konstanz 25, 30, 40, 77
– marke 93
– modulation 40, 50, 77, 118, 121
– modulator 77
– stabilisierung 25
– stabilität 33, 63
– synthese 10
– variation 11, 32, 58
– verhalten 26
– verhältnis 60
– verschiebungen 73
– verstimmung 46, 52
– wanderung 70
– zeiger 129
Füllhaltermikrofon 71
Fugenstrom 54
Fußpunkt 60

G

Gate 140
Gegenkopplung 63, 77, 80
Gegenkopplungs|leitung 60
– netzwerk 69
– zweig 38
Gegentakt|anordnung 28
– -Diodenmischung 93
– mischer 121
– oszillator 20
– spannung 94
Gerätekasten 55
Gitter|katodenraum 13, 22
– kreis-Zeitkonstante 150
– steigung 23
Gleichrichterdiode 50
Gleichspannungs|sperre 52
– verstärkung 154
Gleichstrom|gegenkopplung 141
– kopplung 62
Glühlampen 38
Grenzfrequenz 20, 30, 161
Grid-Dip-Meter 129, 137

Grid-Dipper 138
Grob|abschwächer 57
– einstellung 141
Grunddämpfung 49
Grundig 58, 108
Güte 30

H

Hartley-Oszillator 16, 28, 89
– -Schaltung 92
Heegner-Schaltung 25
Heißleiter 37
Heiz|leistung 24
– transformator 135
Hf-Ausgang 87
– -Leistungen 23
– -Leitfähigkeit 23
– -Markengeber 93
– -Spannungsteiler 76, 80
High 96, 105
Hilfsröhre 39
Hochpaß|ankopplung 94
– filter 44
Hohl|raumwellen 54
– rohrteiler 49
Hörfunk 9
Horizontal|ablenkung 85
– balken-Generator 96, 97, 118
Hub 76
– änderung 77, 94
– korrektur 77
– regler 85
– röhre 51
Huth-Kühn-Schaltung 16

I

Imaginärteil 34
Impedanzwandler 42
Impuls|dauer 143, 145, 148, 154, 155
– folge 96, 154
– formerstufen 111
– regenerierung 143
– sender 11
– verlängerung 143
– verzögerung 143
– zeit 154
Indices 15
Innenwiderstand 38, 50
Instrumentenzeiger 141
Integrierglied 111

K

Kaltleiter 37, 62
Kamin 54
Kanal|schalter 120
– wahlschalter 105
Kapazitätsdioden 77, 92
Katoden|kreis 58
– potential 146
Kenn|leitwert 15
– widerstand 55
Kettenleiter 40
–, ohmscher 48
Kettenschaltung 60
Kippen 159
Kipp|frequenz 152
– spannungserzeuger 152
Klingeltransformator 135
Klirr|faktor 46, 53, 63, 66
– grad 30
Klystron 24
Koaxialbuchsen 108
Kollektor|kopplung 159
– kreis 27
– strom 153, 158
– widerstand 43, 162
Komplementär-Endstufe 66
– stufen 63
Kondensatorleitung 15
Kontakt|gabe 53
– übergangswiderstand 53
Koppel|kondensator 104
– schleife 120
– widerstand 148
Kreis|frequenz 36
– güte 77, 129
– induktivitäten 18
Kristall 25
– diode 129
Kunstsignal 104
Kurbelschalter 57
Kurvenverformung 132

L

labil 143, 154
Labilität 152
Ladestrom 150
Längs|widerstand 48, 60
– zweig 43
Langzeitkonstanzen 26
Lauf|feldröhren 24
– zeiteinfluß 23
– zeiten 22
– zeitröhren 24
LC-Kreise 9
Lecher|leitung 122
– system 128
Leistungs|ausgang 66
– bedarf 63
– meßsender 10
Leitung, flexible 50
Leitungskreise, koaxiale 24
Linearskalen 52
Linkleitung 141
Lissajous-Figuren 58
Lötlack 72
Low 96, 105

M

Mäandersignal 67
Magnetfeldröhren 24
Marken|erzeugung 92
– generator 89
Masse 152
– punkt 135
Mehrfachkabel 87
Mehrgitterröhre 17
Meißner-Schaltung 13, 27
Meß|bereichumschalter 53
– drehkondensator 53
– kabel 47, 48
– kopf 49
Metall|achsen 54
– gehäuse 52
metastabil 145, 146
Mindestamplitude 157
Mitkoppelung 37
Mittenfrequenz 76, 89, 114
Mischstufe 111, 118
Modulations|artenschalter 82
– drossel 141
– eingang 119
– frequenz 50
– grad 50
– leistung 71
– schalter 58
– signal 77, 80, 119
– spannung 50, 92
– stufe 70
– verstärker 92, 131
– wahlschalter 103, 104
Modulatoren 50, 84
Modulatorschaltung 80
Monovibrator 143
Multiplier 56

N

Netzwerk 31, 84, 96
Nf-Modulatoren 71, 89
– -Prüfverstärker 58
– -Signal 58
Niveaudiode 98
Normalfrequenz|sender 10
– spannung 128
Normalwert 69
NTC-Widerstand 38, 69
Null|abgleich 128
– durchgang 152
– frequenzschwebung 94
– linie 84, 94
– zweig 33

O

Oberspannung 80, 82
Oberwellenfreiheit 13
Oszillatorspannung 77, 111, 114

P

Parallel|kapazität 25, 77
– schwingkreis 25, 27, 137
– speisung 16, 19
Pegelregler 119
Pfeilrichtung 149
Phasen|dreh 34
– drehung 26, 29, 85

Phasen|einstellung 94
– gang 77
– kompensation 69
– lage 33
– richtig 11
– schieber 85, 94
– schiebergenerator 31, 43
– steilheit 13, 46
– umkehr 114
– umkehrröhre 33
– verlauf 36
– verschiebung 31, 41
– winkel 36, 37
Philips 66
Pierce-Schaltung 25
π-Glied 48, 92, 93
Plattenabstand 40
Platine 133
Prototyp 144
Pufferstufe 56
Punktraster 110, 114

Q

Quarz 25
– generator 127
– kristall 124
– schliff 26
Quellwiderstand 140
Quer|strom 141
– widerstand 69
– zweig 43

R

Radio-Fern 70
Rastersynchronisier|impulse 103
– signal 96
Ratiodetektor 108, 123
Raumladungs|kapazitäten 40
– verhältnisse 12
Rauschgeneratoren 11
RC-Kette 30
– -Netzwerk 29, 43
– -Oszillator i, 29
Rechteck|former 64
– halbwellen 85
– impulse 131, 155, 162
– signal 66
Rechteck|spannung 85, 162
– wellenformer 96
Reflexklystron 24
Regel|schaltung 13, 141
– spannung 38, 58, 82
– spannungsverstärker 82
– umfang 76
– verstärker 82
Reichweite 70
Reihen|kreis 25
– resonanzkreis 26
– speisung 16
Resonanz|frequenz 11, 35
– kurve 129
– leitung 128
– meter 138
– schleife 26
– widerstand 27
Resonatoren 20
Röhren|kapazitäten 12
– steilheit 13
Rohr|spannungsteiler 49
– teiler 40
Rück|flanke 163
– heizung 24
– kopplung, akustische 73
Rückkopplungs|faktor 19
– phase 24
– schleife 31
– strom 28
– weg 145, 152
Rück|lauf 152
– wirkungen 13
Ruhezeiten 97

S

Sägezahnspannung 89
Schalt|dioden 119
– flanken 147
– kapazitäten 12
– sprung 148
– stufe 132
Schaltungsvariante 146, 155
Schaltzustand 163
Scheiben|triode 22, 23
– wicklung 55
Schleifkontakte 18

Schmetterlingskreis 21
Schmitt-Trigger 132
Schwächungsfaktor 54
Schwarzweiß-Sprünge 114
Schwebungslücke 93
Schwellenspannung 51
Schwinganfachung 24
Schwing|frequenz 162
– kreiskombination 137
– kreis-Oszillator 9
– raum 49
– spule 58
– system 25
Selbsterregung 16
Sender, dekadische 10
– verdrosselung 55
Sennheiser-Mikrofon 70
Serienkapazitäten 77
Service 52
Sicherheitsfaktor 154, 155
Siferrit-Schalenkern 53
Silizium|dioden 52, 82, 104
– transistoren 141
Sinusschwingungen 10
Skala 53
Skalenblatt 53
Source 140
– widerstand 140
Spannungs|anstieg 145
– formen 99
– niveau 132
– quelle 9
– sprung 148, 158, 160
– stoß 146
– teiler 37, 43, 97
– teilerkopplung 147
– teilerverhältnis 49
– verdoppelungsschaltung 80
– verlauf 31
– wert 97
Speise|spannung 66, 94, 118
– teil 96
Spektrallinien 10
Spektrum 10
Sperr|richtung 92
– schichtkondensator 52
– schwinger 114
Sperr|spannung 148, 150
Sperrungsimpuls 149
Spezialsender 10
Spitze-Spitze-Wert 66
Spulen|daten 70
– güten 12
– kern 72
– körper 127
– leitung 15
– revolver 20
stabil 154
Stabilisierteil 96
Stahlblechgehäuse 60
Standardausrüstung 9
Statorpaket 18
Steck|kontakt 87
– spulen 138
Steilheit 156
Steilheitsänderung 51
Stereomultiplexsignal 74
Steuer|impulse 156
– mechanismus 140
Stiefelkörper 53
Stör|frequenzmodulation 50
– strahlung 76, 118, 121
Strahlrücklauf 84, 94
Strom|aufnahme 72
– flußrichtung 140
– flußwinkelsteuerung 92
– flußzeit 161
– generator 120
– kanal 140
– pfad 140
– quelle 46
– transport 140
– verdrängung 18
– verstärkungsfaktor 26, 27, 42, 45
Stufen|dämpfung 48
– schalter 42
– teiler 47
– verstärkung 80
Symmetrie 82
Synchronsignal 102, 118

T

Taktgeber 144
Tandempotentiometer 44, 46, 69

Tastensatz 133
Tast|oszillator 9
– signal 102
– verhältnis 114, 162
Tehaka 55
Teilbild|synchronisiersignal 97
– synchronimpulse 101
Teiler 66
Temperatur|abhängigkeit 82
– koeffizient 12, 25
T-Glied 48
–, überbrücktes 40
Thernewid 46
Tiefpaß 93
– -Siebketten 44, 55
Tieftongeneratoren 10
Tonsignal 121
Trägerfrequenz 52
– signal 118
Trägerwelle 95, 102
Transformatoren 82
Transistor|baugruppe 94
– kapazitäten 29
Transitfrequenz 26
Trenn|fuge 54
– stufe 56, 77, 88, 129
Triggerimpuls 97, 145, 147
Triggerung 146
Trimmer|kapazität 77
– widerstand 82
Trommelskalen 54
Tuner 121

U

Überbrückungskondensatoren 40
Überlastungen 141
Übertragungseigenschaften 58
Übersteuerung 71
Überstromsicherung 66
UKW-Colpitts-Oszillator 18
– – -Prüfoszillator 70
– -Prüfoszillator 70
Umkippen 157
Umladung 130
Umschalt|flanken 150, 157
– kontakt 133
– vorgang 159
Umwandlungskennlinie 52
unipolar 149
Unipolar-Transistor 140
Univibrator 143
Urdox-Widerstand 38

V

Vakuumabschluß 23
Variationsbereich 30
Variometer 16
Vektordiagramm 35
Verdrahtung 53
Verlustwinkel 52
Verstärker|baustein 64
– stufe 63
Verstärkungstransistor 97
Verstimmung 36, 37
Vertikal|balken 97, 99
– -Generator 95
Verzögerungs|schaltungen 143, 154
– zeit 147, 156
Videosignal 96, 118
Vierpole, passive 10
Vorderflanke 98, 162
Vorwiderstand 40

W

Wärmeentwicklung 63
Wanddicke 54
Wellenwiderstand 47, 48, 50
Welligkeit 80
White-Emitterfolger 69
Wiederbereitschaftszeit 154, 156
Wiedergabequalität 9
Widerstand, komplexer 17
– kette 69
Wien-Brücke 32, 35, 43, 60
– -Brücken-Generator 39
– -Vierpol 66
Windungszahlenverhältnis 27
Winkellängsprofile 87
Wobbel|betrieb 92
– diode 84, 85
– generator 92
– hub 89
– kurven 92

Wobbel|oszillator 92
– sender 10
– signal 93
– taste 94
Wobbelung 76, 77
Wobbler 84

Z

Zahngetriebe 42
Zapfpunkt 16
Zeigerruhestellung 141
Zeilen|austastbreite 111
– austastimpulse 114
Zeilen|frequenz 111
– synchronisierimpulse 103
– synchronisiersignal 95
Zeit|intervall 143
– konstante 80, 146, 150, 161
– schalter 143
– unterschied 155
Zenerdiode 86, 94, 97, 141
Zf-Durchlaßkurve 76
– -Sender-Markengeber 93
Zuleitungsinduktivitäten 12, 18
Zwei|fachdrehkondensatoren 38
– weggleichrichtung 96

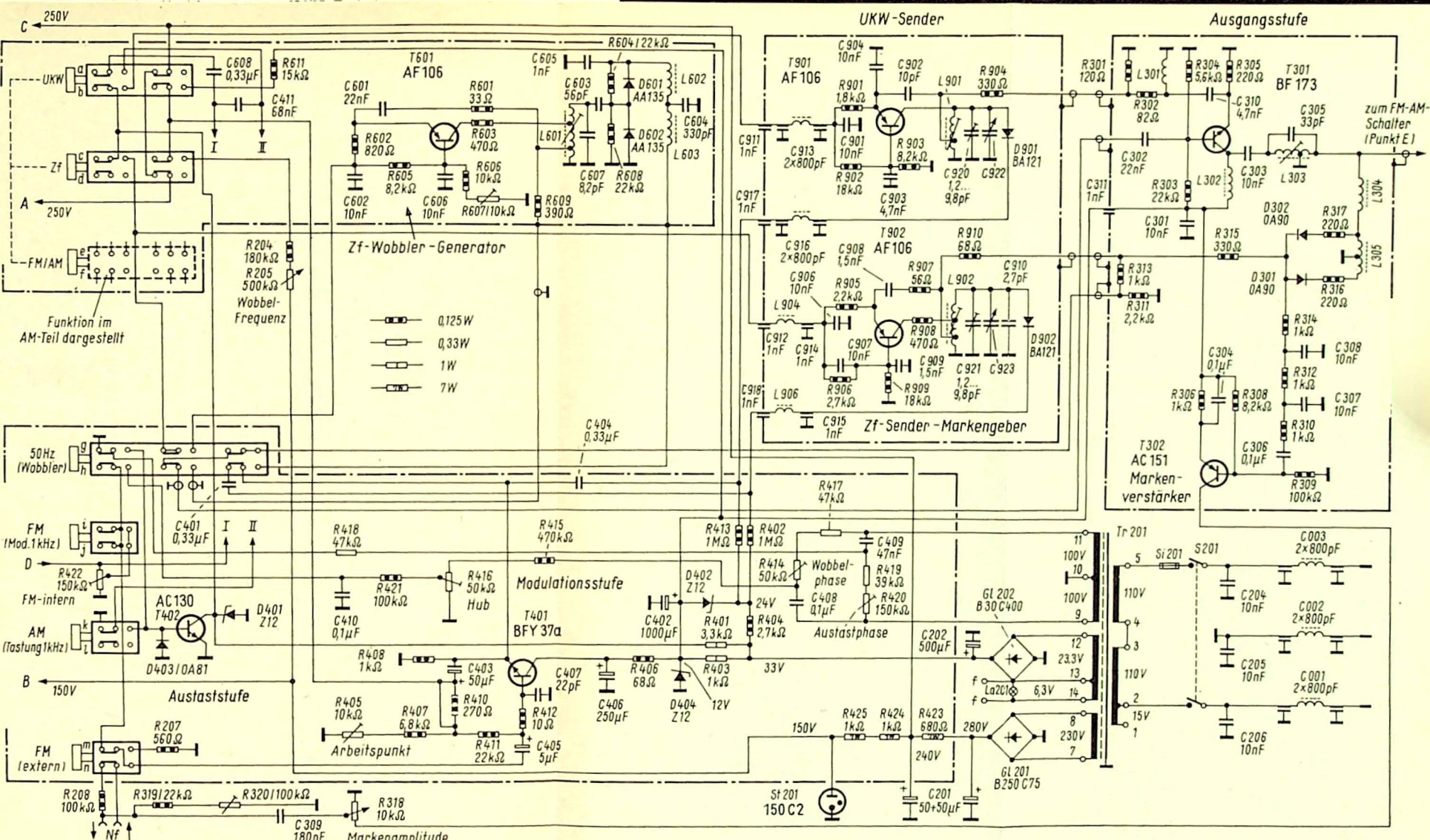


Bild 84 FM-Teil

80/80b Das Spulenbuch – Hochfrequenzspulen (Sutaner). 6. Aufl.

81/83 Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik (Leucht). 9. Aufl.

84 Fernsehantennen-Praxis (Mende). 10. Aufl.

86/87 Berufskunde für Radio- und Fernsehtechniker und verwandte Berufe (Rose). 3. Aufl.

88 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker Teil II (Kühne). 5. Aufl.

89/90a Autoempfänger (Manzke). 2. Aufl.

91/92 Superhet-Empfänger mit Röhren und mit Halbleitern (Sutaner). 3. Aufl.

93/94 Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung (Bruß). 6. Aufl.

95/96 Fotozellen und ihre Anwendung (Beitz/Hesselbach). 3. Aufl.

97/98 Kleines Stereo-Praktikum (Kühne/Tetzner). 4. Aufl. In Vorbereitung.

99 Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen? (Sutaner). 6. Aufl.

100/100a Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker (Mende). 3. Aufl. In Vorbereitung.

101/102 Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau (Böhm). 4. Aufl.

103 Die Wobbelsender (Sutaner). 3. Aufl.

104 Transistorsender für die Fernsteuerung (Bruß). 4. Aufl.

105/05b Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi (Klinger). 5. Aufl.

106/07a Netztransformatoren und Drosseln (Klein). 3. Aufl.

108 Amateurfunk-Superhets (Gerzelka). 2. Aufl.

109/10 Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band (Reithofer). 3. Aufl.

111/12 Meßinstrumente und ihre Anwendung (Köhler). 3. Aufl.

113 Elektronische Experimente (Büscher). 3. Aufl.

114 Halbleiter-Experimente (Kleemann). 2. Aufl.

115/16 Elektronische Schaltungen mit Fotozellen (Hennig). 2. Aufl.

117/18 Einseitenbandtechnik für den Funkamateur (Hillebrand). 2. Aufl.

119/20 Gedruckte Schaltungen (Sutaner). 2. Aufl.

121/23 Bastelpraxis Band IV. Transistorpraxis (Diefenbach). 2. Aufl.

124/25 Technische Akustik (Klinger). 1. Aufl.

126/27 Betriebstechnik des Amateurfunks (Henske). 2. Aufl.

128/30 Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren (Sutaner). 2. Aufl.

131/33 Elektronische Grundschaltungen (Schweigert). 2. Aufl.

134/35 Kleines Halbleiter-ABC (Büscher, Wiegelmann). 2. Aufl.

136 Transistorisierte Netzgeräte (Strobel). 1. Aufl.

137/40 Farbfernsehen (Welland). 2. Aufl.

141/42 Dipmeter mit Röhren, Transistoren und Tunneldioden (Reithofer). 2. Aufl.

143/44 Stereo-Decoder, Funktion und Schaltungstechnik (Ratheiser). 1. Aufl.

145/46 Transistor-Gleichspannungswandler (Schweitzer). 1. Aufl.

147/52 Erfolgreicher Fernseh-Service. Taschen-Lehrbuch der Fernsehempfänger-Reparaturtechnik (Lummer). 2. Aufl. DM 15.80.

153/156 Fernsehempfänger-Schaltungstechnik (Koubek). 1. Aufl. DM 10.80.

160/61 Relais (Köhler). 1. Aufl.

electronic-baubücher
heute und morgen

301/03 Nf-Elektronik (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

304/06 Transistor-Schaltverstärker (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

307/09 Elektronische Schranken und Wächter (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

310/12 Thyristor-Schalter und -Regler für den Heim- und Werkstattgebrauch (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

313/15 Elektronische Hilfsgeräte für den Heim- und Werkstattgebrauch (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

316/18 Digitale Experimentier-Bausteine (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

319/321 Der leichte Start zum Funkfernsteuern (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

322/324 Impulstechnik für jedermann (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

325/327 Sinus-, Rechteck- und Impulsgeneratoren für Prüf- und Meßzwecke (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

SUTANER, HANS

Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren 2. Auflage

128/130
Dreifach-Band

Wichtige Meßgeräte in der Radiowerkstatt sind Meßsender und Frequenzmesser; zu ihnen gesellt sich der Multivibrator, der mehr und mehr an Bedeutung gewinnt. Das vorliegende Buch bringt im Anschluß an eine gründliche, mit zahlreichen Prinzipschaltungen anschaulich gestaltete Übersicht eine Auswahl von Schaltungen und Beschreibungen bewährter Geräte dieser Gattungen, die in der Service-Werkstatt ihren festen Platz haben. Sein Studium verhilft zu einem sicheren und erfolgreichen Arbeiten mit Meßsendern, Frequenzmessern und Multivibratoren.

H. Sutaner gehört zur ersten radiotechnischen Fachschriftsteller-Generation, gekennzeichnet durch Namen wie Walther H. Fitze, Hanns Günther, Prof. Gustav Leithäuser und Dr. Eugen Nesper. Er hat sehr früh begonnen, junge Menschen durch Vorträge, Aufsätze in Zeitschriften und Bücher an die Radiotechnik heranzuführen. Seine Stärke liegt in der leicht verständlichen und überzeugenden, technisch exakten Darstellung verwickelter Vorgänge. Diese Fähigkeit kommt auch Spezialthemen wie dem des vorliegenden Buches zugute.

RADIO-PRAKTIKER VFM BÜCHEREI